Apprendre

l'électronique

en partant de zéro

Niveau 2

Apprendre
l’électronique
en partant de zéro

Niveau 2

Cet ouvrage est une compilation
du Cours d’Électronique en Partant de Zéro
parus dans les numéros 29 à 53 de la revue
ELECTRONIQUE et Loisirs magazine.

Sommaire

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Pour alimenter un circuit électronique à l'aide de la tension alternative du secteur 220 volts mais sous une tension continue de 9, 12, 18 ou 24 volts, nombreux sont ceux qui pensent qu'il suffit d'utiliser n'importe lequel des circuits d'alimentation stabilisée régulièrement publiés dans certaines revues spécialisées.

Malheureusement, toutes les alimentations ne conviennent pas toujours pour alimenter n'importe quel circuit. Si, dans l'amplificateur basse fréquence que vous venez de réaliser, vous remarquez un bruit de fond généré par les résidus mal filtrés de la tension alternative, ou bien, si la tension d'alimentation ne reste pas stable en charge lorsque vous poussez un peu le volume, cela signifie que l'alimentation choisie a été mal conçue.

Dans cette leçon, nous allons vous expliquer le fonctionnement d'une alimentation stabilisée. D'ores et déjà, nous pouvons vous assurer qu'après avoir lu ces pages, vous serez capables de monter, avec une grande facilité, n'importe quelle alimentation.

Les formules que vous trouverez dans cette leçon, pour calculer les résistances, les tensions et les courants, sont tellement simples qu'il suffit de disposer d'une calculatrice de poche ordinaire pour pouvoir les effectuer.

Pour concrétiser ce que vous aurez appris, nous vous proposons une alimentation stabilisée capable de fournir des tensions pouvant varier de 5 à 22 volts, avec un courant maximal de 2 ampères.

D'une tension alternative à une tension continue stabilisée

Les transistors à jonctions, les transistors à effet de champs (FET) et les circuits intégrés que l'on trouve dans les appareils électroniques fonctionnent uniquement s'ils sont alimentés à l'aide d'une tension continue.

L'utilisateur d'une radio ou d'un téléphone portable sait que pour les faire fonctionner, il faut y insérer une pile et qu'une fois que celle-ci se sera complètement déchargée, il faudra la remplacer par une nouvelle, à moins qu'il ne s'agisse d'une pile rechargeable (accumulateur ou accu).

Les radios, les téléviseurs, les amplificateurs ainsi que les ordinateurs que l'on utilise chez soi, même reliés à la prise du secteur 220 volts alternatifs, sont également alimentés à l'aide d'une tension continue.

Etant donné que les semi-conducteurs composant ces appareils fonctionnent à faibles tensions, de 5, 9, 12, 18 ou 30 volts, la première chose à faire est d'abaisser la tension des 220 volts jusqu'à la valeur de tension requise, puis de convertir cette tension alternative en tension parfaitement continue.

Dans la leçon numéro 8 (ELM 8, page 81 et suivantes) – que nous vous conseillons de relire – nous avons expliqué que pour réduire une tension alternative, il suffisait d'utiliser un transformateur muni d'un enroulement "primaire" à relier au secteur 220 volts et d'un enroulement "secondaire", servant à prélever la basse tension.

Comme la basse tension fournie par ce secondaire est une tension alternative, et qu'elle a la même fréquence que le courant de secteur, c'est-à-dire 50 hertz, pour la convertir en tension continue, il faut la redresser par l'intermédiaire de diodes au silicium.

Redresser une tension alternative

Sur la figure 2, si on utilise une seule diode, sa cathode (K) dirigée

vers la sortie du secondaire d'un transformateur, lorsque la demi-alternance positive atteint l'anode (A), elle passe en direction de la cathode (K), tandis que lorsque c'est la demi-alternance négative qui atteint l'anode (A), elle est bloquée.

On trouvera donc en sortie de la cathode (K) une tension pulsée avec une fréquence de 50 Hz, composée uniquement de demi-alternances positives intercalées de la pause correspondant aux demi-alternances négatives (voir figure 2).

Si on utilise quatre diodes sur le secondaire d'un transformateur, on élimine la pause de la demi-alternance négative.

En effet, lorsque la demi-alternance positive se trouve sur le point "A" et que la demi-alternance négative se trouve sur le point "B", la tension alternative est redressée par les diodes DS2 et DS3 (figure 3).

Lorsque la demi-alternance négative se trouve sur le point "A" et que la demi-alternance positive se trouve sur le point "B", la tension alternative est redressée par les diodes DS1 et DS4 (figure 4).

Les demi-alternances positives ayant été doublées, la fréquence que l'on prélèvera sur la sortie de ce pont sera également doublée et donc la tension pulsée ne sera plus de 50 Hz mais de 100 Hz.

Sur la figure 5, on voit qu'il est possible de redresser les deux demi-alternances à l'aide de seulement deux diodes, à condition que le secondaire du transformateur soit muni d'un point milieu.

En effet, si la demi-alternance positive se trouve sur le point "A" et que la demi-alternance négative se trouve sur le point "B", la demi-alternance positive passera seulement à travers la diode DS1.

Si la demi-alternance négative se trouve sur le point "A" et que la demi-alternance positive se trouve sur le point "B", la demi-alternance positive passera seulement à travers la diode DS2.

Dans ce cas-là également, les demi-alternances positives ayant été doublées, la fréquence sera également doublée et passera de 50 à 100 Hz.

Pour les configurations représentées sur les figures 2 et 3, il suffit de choisir un transformateur muni d'un secondaire capable de débiter 12 volts pour

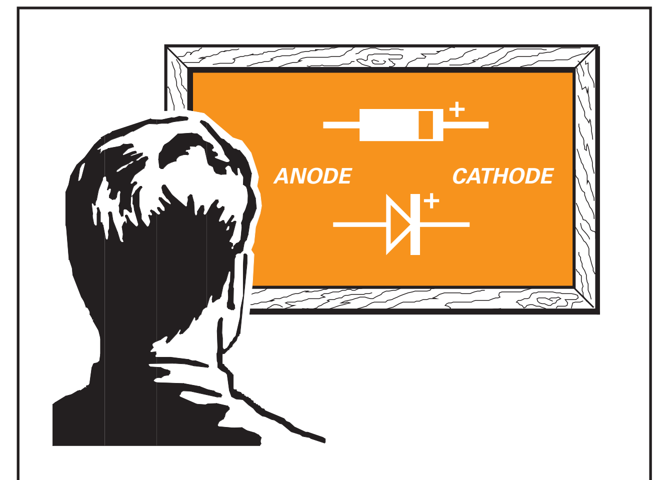


Figure 1 : Représentation réelle et schématique d'une diode. Le côté de la diode sur lequel est prélevée la tension positive est appelé cathode (K). Dans la réalité, la cathode est repérée par une bague-détrompeur peinte sur le corps de la diode. Dans la représentation schématique, le signe "+" indique la cathode. Faute de repère sur la représentation schématique, il existe un moyen mnémotechnique simple pour retrouver la cathode : la diode forme une lettre "K" à l'envers, la barre verticale est la "K-thode".

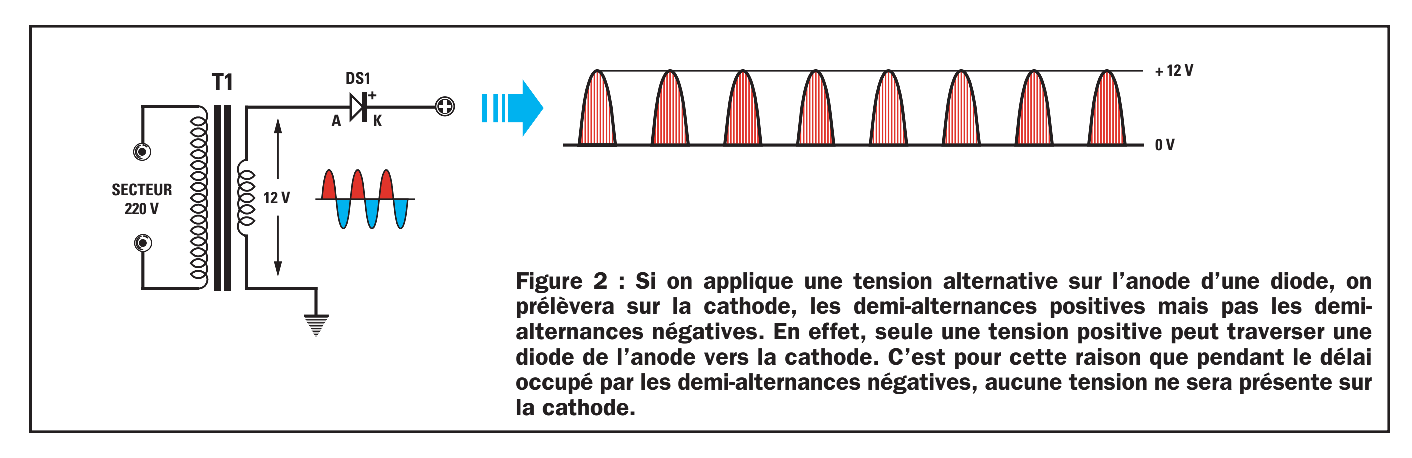


Figure 2 : Si on applique une tension alternative sur l'anode d'une diode, on prélèvera sur la cathode, les demi-alternances positives mais pas les demi-alternances négatives. En effet, seule une tension positive peut traverser une diode de l'anode vers la cathode. C'est pour cette raison que pendant le délai occupé par les demi-alternances négatives, aucune tension ne sera présente sur la cathode.

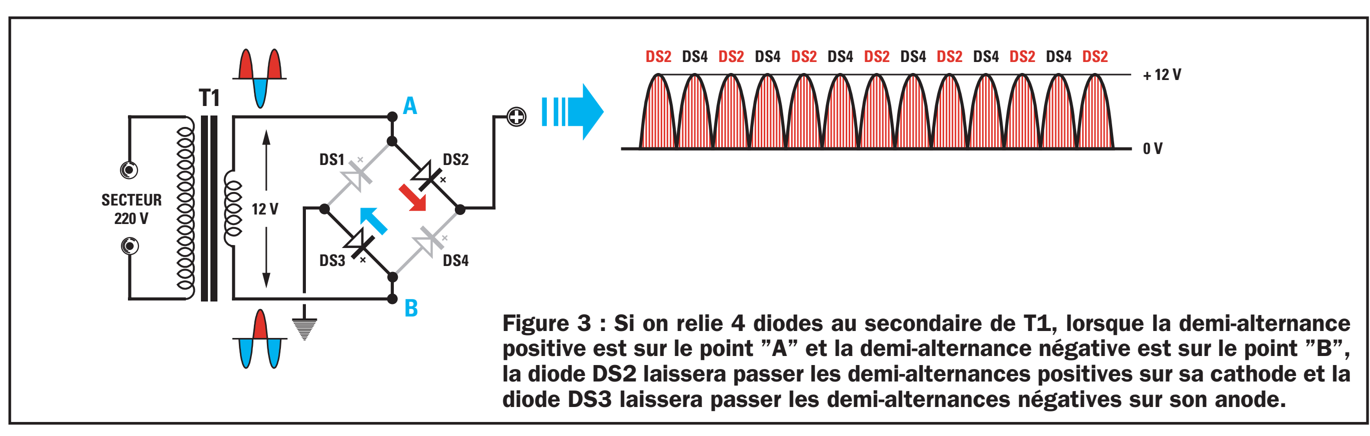


Figure 3 : Si on relie 4 diodes au secondaire de T1, lorsque la demi-alternance positive est sur le point "A" et la demi-alternance négative est sur le point "B", la diode DS2 laissera passer les demi-alternances positives sur sa cathode et la diode DS3 laissera passer les demi-alternances négatives sur son anode.

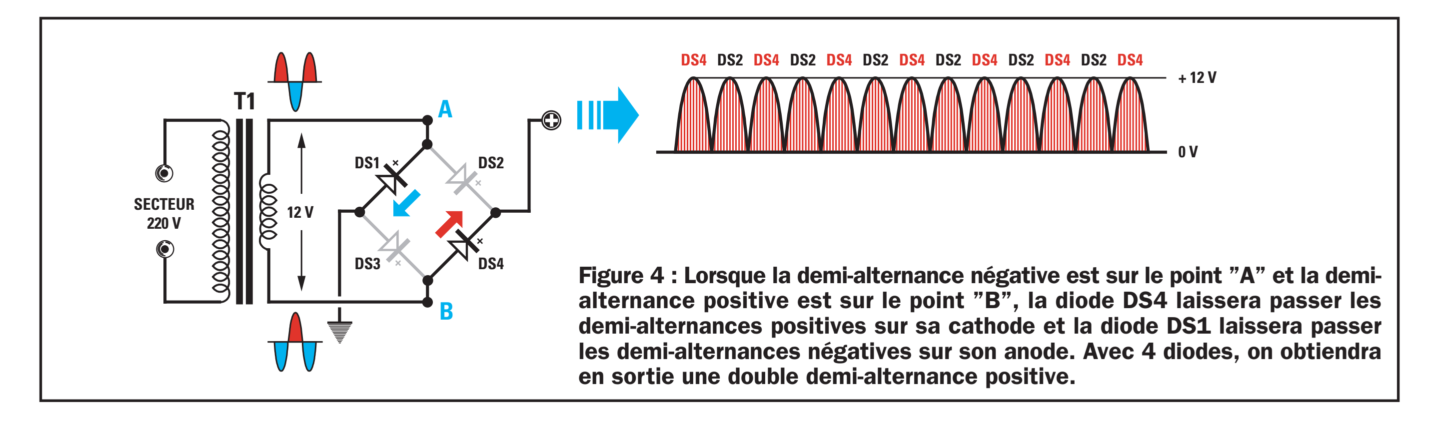


Figure 4 : Lorsque la demi-alternance négative est sur le point ”A” et la demi-alternance positive est sur le point ”B”, la diode DS4 laissera passer les demi-alternances positives sur sa cathode et la diode DS1 laissera passer les demi-alternances négatives sur son anode. Avec 4 diodes, on obtiendra en sortie une double demi-alternance positive.

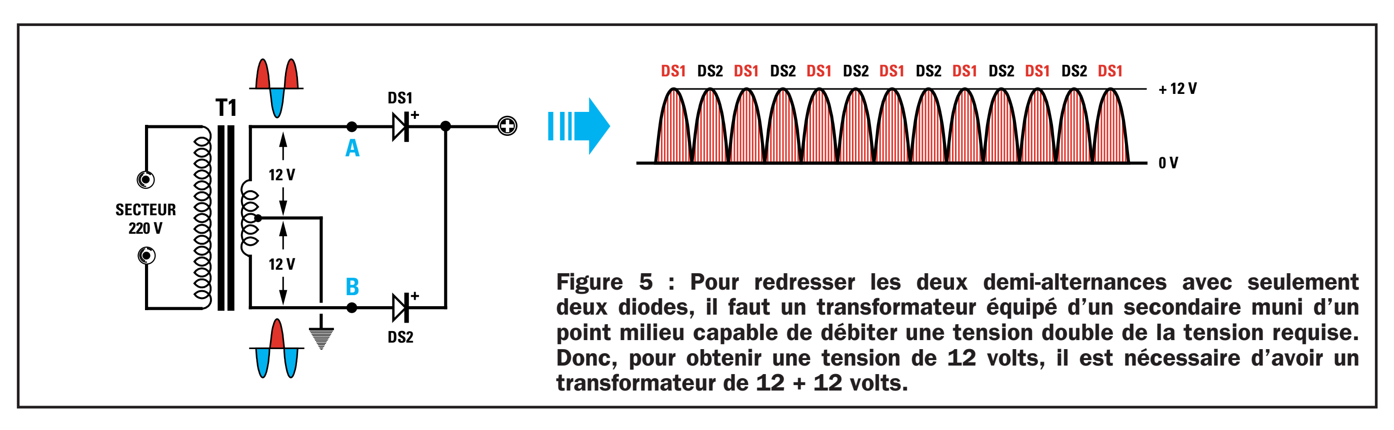


Figure 5 : Pour redresser les deux demi-alternances avec seulement deux diodes, il faut un transformateur équipé d’un secondaire muni d’un point milieu capable de débiter une tension double de la tension requise. Donc, pour obtenir une tension de 12 volts, il est nécessaire d’avoir un transformateur de 12 + 12 volts.

obtenir en sortie une tension redressée de 12 volts. Pour la configuration représentée sur la figure 5, et pour obtenir une tension redressée de 12 volts en sortie, il faut choisir un transformateur muni d’un secondaire de 24 volts avec point milieu sur lequel prélever la tension négative.

A quoi sert le condensateur électrolytique ?

Si on redresse une tension alternative de 12 volts, on obtient en sortie d’une diode ou d’un pont redresseur une tension pulsée qui, de 0 volt, passe à sa valeur positive maximale puis redescend à 0 volt pour remonter à nouveau vers le positif, avec une fréquence de 50 ou 100 Hz (voir les figures 2 et 3), c’est-à-dire qu’il monte et descend 50 ou 100 fois en 1 seconde.

Si on applique cette tension pulsée à n’importe quel appareil électronique, il ne pourra pas fonctionner car il a besoin d’une tension continue.

Pour transformer une tension pulsée en tension continue, il faut appliquer un condensateur électrolytique sur la sortie de la diode ou du pont redresseur. On peut comparer ce condensateur électrolytique à une pile rechargeable qui emmagasine de la tension lorsque la diode est conductrice et qui permet d’alimenter le circuit lorsque la diode ne l’est plus, ou bien lorsque la demi-alternance positive commence à descendre vers 0 volt (voir les figures 6 et 7).

Il est bien évident que ce condensateur électrolytique devra avoir une capacité plus que suffisante pour alimenter le circuit pendant toute la période où la diode n’est pas conductrice.

La capacité de ce condensateur, exprimée en microfarads (µF), varie en fonction du type de configuration utilisée pour redresser la tension alternative, c’est-à-dire demi-alternance ou double demi-alternance, de la valeur de la tension redressée et du courant que le circuit à alimenter consomme.

Les formules qui servent à calculer la valeur de capacité minimale à utiliser sont simples :

Redresseurs simple alternance (voir la figure2) :

microfarad = 40 000 : (volt : ampère)

Redresseurs demi-alternance (voir les figures 3 et 5)

microfarad = 20 000 : (volt : ampère)

Donc, si on alimente une radio qui fonctionne sous 9 volts et qui consomme 0,1 ampère à l’aide du circuit de la figure 2, il nous faut une capacité minimale de :

40 000 : (9 : 0,1) = 444 microfarads

Comme cette valeur n’est pas une valeur standard, on utilisera 470 microfarads ou, mieux encore, 1 000 microfarads, pour avoir une “pile” disposant d’une réserve de tension supérieure à celle requise.

Si on alimente cette même radio à l’aide des circuits redresseurs reproduits sur les figures 3 et 5, il nous faut une capacité minimale de :

20 000 : (9 : 0,1) = 222 microfarads

Comme cette valeur n’est pas une valeur standard, on utilisera 330 microfarads ou, mieux encore, 470 microfarads.

Si l’on doit alimenter un amplificateur qui requiert une tension de 24 volts et qui consomme 1,2 ampère lorsqu’il est à sa puissance maximale, à l’aide du circuit redresseur de la figure 2, on aura besoin d’une capacité qui ne soit pas inférieure à :

40 000 : (24 : 1,2) = 2 000 microfarads

Si on alimentait ce même amplificateur à l’aide des circuits redresseurs représentés sur les figures 3 et 5, il

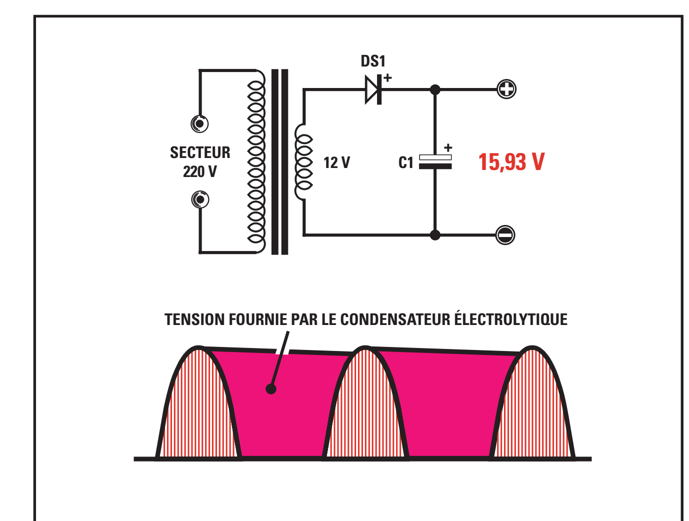


Figure 6 : Les demi-alternances positives récupérées sur la cathode de la diode, permettront, en plus d'alimenter le circuit, de charger le condensateur électrolytique C1. Lorsque la diode n'est pas conductrice en raison de la présence des demi-alternances négatives, c'est alors le condensateur électrolytique C1 qui fournit au circuit la tension qu'il a emmagasinée durant les demi-alternances positives.
La tension continue qui se trouve sur les broches du condensateur électrolytique est alors de :
(volts alternatifs – 0,7) x 1,41

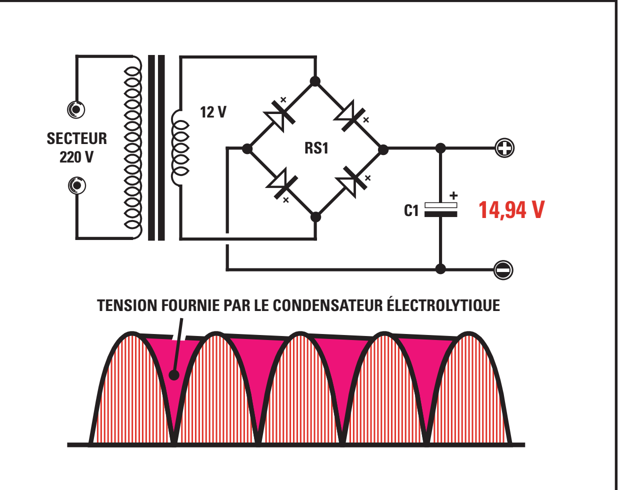


Figure 7 : Si on utilise 4 diodes pour redresser la tension alternative, entre la demi-alternance positive et la suivante, on n'aura plus la pause de la demi-alternance négative, comme on peut le voir sur la figure 6. Le condensateur électrolytique devra fournir une tension au circuit que l'on alimente pendant un délai inférieur, il aura une capacité deux fois moindre que celle du circuit représenté sur la figure 6.
La tension continue qui se trouve sur les broches du condensateur électrolytique sera alors de :
(volts alternatifs – 1,4) x 1,41

nous faudrait alors une capacité d'au moins :

20 000 : (24 : 1,2) = 1 000 microfarads

Rappel

Comme vous avez pu le remarquer, plus le circuit à alimenter consomme de courant, plus la capacité du condensateur électrolytique doit être importante. Dans le cas contraire, le condensateur électrolytique se décharge avant que la demi-alternance positive de recharge n'arrive de la diode.

Lorsque vous achèterez des condensateurs électrolytiques, outre la valeur de leur capacité en microfarads, on vous demandera toujours leur tension de travail.

Si vous avez un circuit qui travaille avec une tension continue de 25 volts, il sera toujours préférable de choisir un condensateur électrolytique avec une tension supérieure, par exemple, 35 ou 50 volts.

Même lorsque vous achèterez des diodes ou des ponts redresseurs, on vous demandera toujours, outre la valeur de la tension à redresser, le courant (en ampères) que ces composants devront débiter.

Pour redresser une tension alternative de 30 volts, il faut une diode ou un pont redresseur avec une tension de travail d'au moins 50 volts, parce qu'une tension alternative de 30 volts correspond à une tension crête de :

30 x 1,41 = 42,3 volts

Si vous achetez des diodes de 50 volts, vous pourrez les utiliser pour redresser des tensions de 5, 12, 20 et 35 volts, mais pas des tensions alternatives de 40 ou de 50 volts.

Si vous achetez des diodes de 100 volts, vous pourrez les utiliser pour redresser des tensions de 5, 12, 35 et 70 volts, mais pas des tensions alternatives de 80 ou de 90 volts.

Pour alimenter un circuit qui consomme un courant de 1 ampère, vous ne devrez pas choisir des diodes ou des ponts redresseurs de 1 ampère exactement. Si on veut pouvoir charger le condensateur électrolytique, il faut disposer d'une valeur de courant supérieure.

Si on utilise un circuit redresseur demi-alternance (voir figure 2), on devra choisir une diode capable de débiter au moins 50 % de courant en plus de celui requis. Ainsi, si le circuit consomme 1 ampère, on devra choisir une diode de 1,5 ampère.

Si on utilise un circuit redresseur double demi-alternance (voir les figures 3 et 5), on devra choisir une diode capable de débiter au moins 20 % de courant en plus de celui requis. Ainsi, si le circuit consomme 1 ampère, on devra choisir une diode de 1,2 ampère.

La même règle s'applique concernant le courant que doit débiter le secondaire du transformateur d'alimentation.

Donc, en ayant un circuit qui consomme 1 ampère et si vous ne redressez qu'une seule demi-alternance (voir figure 2), vous devrez choisir un transformateur qui débite au moins 1,5 ampère, tandis que si vous redressez les deux demi-alternances (voir les figures 3 et 5), vous devrez choisir un transformateur qui débite au moins 1,2 ampère.

La tension stabilisée

Si on mesure, à l'aide d'un multimètre, la valeur de la tension alternative débitée par le secondaire d'un transformateur et qu'on la mesure à nouveau après l'avoir redressée et stabilisée avec le condensateur électrolytique, on obtiendra une tension continue supérieure à la valeur de la tension alternative.

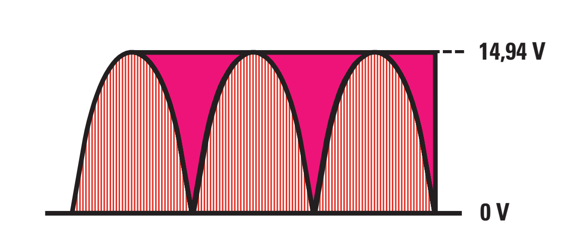


Figure 8 : Si la capacité du condensateur électrolytique est celle requise, dans le laps de temps compris entre les deux demi-alternances positives, on obtiendra une tension continue relativement stable.

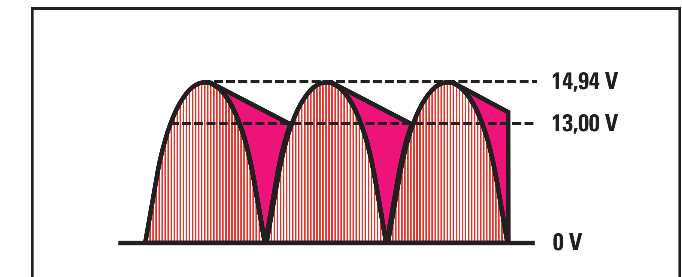


Figure 9 : Si la capacité du condensateur électrolytique est insuffisante, on obtiendra une tension continue peu stable, qui pourra passer de sa valeur maximale à une valeur inférieure de quelques volts.

Dans la leçon numéro 8 (voir figure 244), nous vous avons expliqué que le multimètre mesure les volts efficaces de la tension alternative, mais que le condensateur électrolytique se charge toujours sur la valeur de la tension crête atteinte par la demi-alternance positive.

La tension continue disponible aux bornes du condensateur est donc toujours 1,41 fois supérieure par rapport à la tension efficace.

Il faut signaler que toutes les diodes de redressement provoquent une chute de tension de 0,7 volt environ, ce qui implique que la valeur de la tension qui se trouve sur le condensateur électrolytique restera légèrement inférieure.

Si l'on redresse une tension alternative de 12 volts avec le circuit de la figure 2 à une seule diode, on obtiendra une tension continue de :

(12 – 0,7) x 1,41 = 15,93 volts continus

Si l'on redresse une tension alternative de 12 volts avec le circuit à pont redresseur de la figure 3, qui utilise 4 diodes, la chute de tension ne sera pas de :

0,7 x 4 = 2,8 volts

Parce que les deux couples de diodes ne sont pas actifs simultanément mais fonctionnent alternativement. DS2 et DS3 tout d'abord puis, ensuite, DS1 et DS4 pour revenir à DS2 et DS3 et ainsi de suite. La chute de tension est donc de seulement :

0,7 x 2 = 1,4 volt

ce qui donnera une tension continue de :

(12 – 1,4) x 1,41 = 14,94 volts continus

Les valeurs de tension reportées ci-dessus seront prélevées sans charge, parce que plus le circuit que l'on alimente consomme de courant, plus la tension diminue.

En effet, toutes les alimentations munies d'une diode ou d'un pont redresseur fournissent une tension continue en sortie qui varie en fonction de la charge ainsi que de la fluctuation de la tension de secteur 220 volts qui, comme on le sait, peut se situer entre 210 et 230 volts.

Pour pouvoir alimenter un circuit avec une tension qui ne subisse ni les variations de charge ni les fluctuations de la tension du courant de secteur, on devra nécessairement la stabiliser.

Une diode zener comme stabilisateur

Le système le plus simple et le plus économique pour stabiliser une tension continue est d'utiliser une diode zener (figure 10).

Ces diodes, qui sont de mêmes dimensions que les diodes de redressement (voir figure 1), se distinguent par leur valeur de tension gravée sur leur corps.

Si la valeur indiquée sur son corps est 5,1, cela signifie que la diode zener stabilise n'importe quelle tension appliquée sur son entrée sur une valeur fixe de 5,1 volts.

Si la valeur indiquée sur son corps est 12, cela signifie que la diode zener stabilise n'importe quelle tension appliquée sur son entrée sur une valeur fixe de 12 volts.

Pour qu'elle puisse remplir son rôle de stabilisateur, il faut appliquer sur la diode zener une tension supérieure à la tension à stabiliser. Il ne faut pas omettre la résistance de limitation à relier, en série, à la diode.

Si on relie directement la tension à stabiliser à la diode zener sans aucune résistance, elle s'autodétruira après seulement quelques secondes de fonctionnement.

La valeur de cette résistance de chute ne doit pas être choisie au hasard, mais calculé en fonction de la tension qui sera appliquée sur son entrée et du courant que le circuit à alimenter consomme.

La formule pour calculer la valeur ohmique de cette résistance est très simple :

ohm = (Vin – Vz) : (mAz + mA) x 1 000

où

ohm = est la valeur de la résistance,

Vin = est la valeur de la tension que l'on appliquera sur la résistance de la diode zener,

Vz = est la valeur de la tension reportée sur le corps de la diode zener, c'est-à-dire celle de stabilisation,

mAz = est la valeur du courant qu'il est nécessaire de faire passer dans la diode zener,

mA = est la valeur du courant que le circuit à alimenter consomme avec la tension stabilisée,

1 000 = est un nombre fixe que l'on devra utiliser parce

que le courant mAz et mA est exprimé en milliampère au lieu d'être exprimé en ampère.

La valeur "mAz", c'est-à-dire le courant qu'il est nécessaire de faire parcourir dans la diode zener pour pouvoir stabiliser une tension, varie en fonction de sa puissance.

Pour les diodes zener de 1/2 watt, on pourra choisir un courant maximal de 20 mA. En fait, on choisit toujours un courant inférieur, c'est-à-dire 12, 8 ou 6 mA.

Pour les diodes zener de 1 watt, on pourra choisir un courant maximal de 30 mA. En fait, on choisit toujours un courant inférieur, c'est-à-dire 20, 15 ou 8 mA.

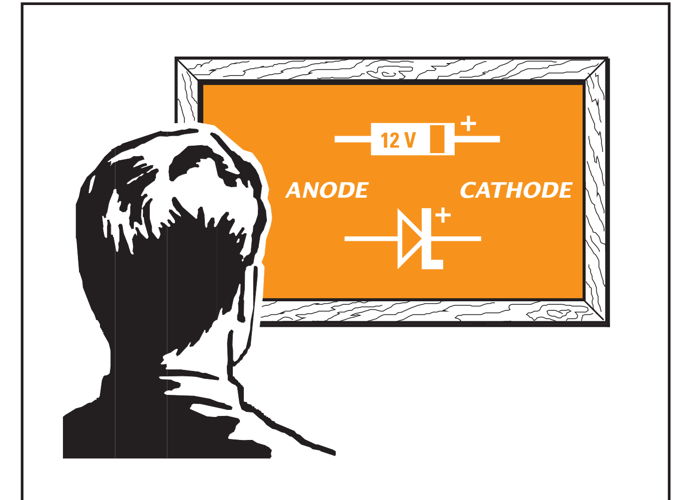


Figure 10 : Ce qui a été dit pour la figure 1 est tout à fait valable pour la diode zener. La seule différence se situe dans sa représentation schématique où un petit appendice a été ajouté en bout de la barre du "K" à l'envers pour la distinguer d'une diode normale.

Exemples de calcul

Exemple 1 :
Nous avons une tension de 14 volts que nous voulons stabiliser à 9 volts pour pouvoir alimenter une radio.

Sachant que le circuit consomme 10 mA, nous voudrions connaître la valeur de la résistance R1 à appliquer sur la diode zener (voir figure 11).

Solution :
Dans un premier temps, nous cherchons une diode zener de 9 volts. Ne l'ayant pas trouvée, nous utilisons une diode zener de 9,1 volts.

En admettant que nous voulions faire débiter un courant de 14 mA sur cette diode, nous devrions utiliser cette formule :

ohm = [(Vin – Vz) : (mAz + mA)] x 1 000

En y insérant les données que nous possédons, nous obtiendrons :

[(14 – 9,1) : (14 + 10)] x 1 000
= 204 ohms

Etant donné que cette valeur ohmique n'est pas une valeur standard, on choisira la valeur standard la plus proche, c'est-à-dire 180 ohms ou 220 ohms. En admettant que l'on choisisse 180 ohms, si nous voulons connaître le courant qui parcourt la diode zener, nous pourrons utiliser la formule :

mA total = [(Vin – Vz) : ohm] x 1 000

Et nous obtiendrons alors un courant total de :

[(14 – 9,1) : 180] x 1 000
= 27 milliampères

Etant donné que le circuit consomme 10 mA, le courant qui parcourt la diode zener est donc un courant de seulement :

27 – 10 = 17 milliampères

Exemple 2 :
Nous devons alimenter un circuit avec une tension stabilisée de 12 volts et nous avons à notre disposition une tension de 22 volts.

Sachant que le circuit que nous voulons alimenter consomme un courant de 18 mA, nous désirons connaître la valeur en ohms de la résistance à appliquer en série à la diode zener (voir figure 11).

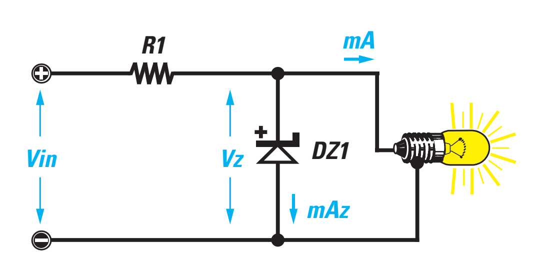
Solution :
En admettant que nous trouvions une diode zener de 12 volts 1 watt, nous pourrions la faire traverser par un courant d'environ 20 mA.

En utilisant la formule que nous connaissons déjà, nous pourrions calculer la valeur de R1 :

[(22 – 12) : (20 + 18)] x 1 000
= 263 ohms

Etant donné que cette valeur ohmique n'est pas une valeur standard, nous choisirons la valeur standard la plus proche, c'est-à-dire 270 ohms.

En admettant que nous choisissions cette valeur de 270 ohms, la résistance sera alors parcourue par un courant total de :



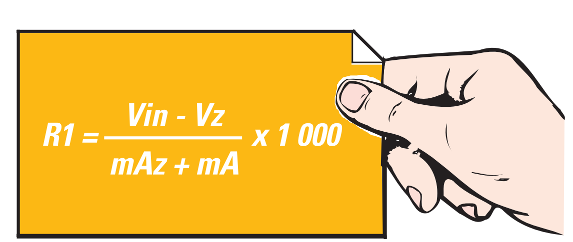


Figure 11 : Pour stabiliser une tension continue à l'aide d'une diode zener, il faut toujours appliquer une résistance de limitation sur sa cathode. La valeur de cette résistance de chute doit être calculée en fonction de la tension que l'on appliquera sur son entrée (Vin) moins la tension de la diode zener (Vz), le tout divisé par la valeur du courant débité par la diode (mAz) plus celle du courant absorbé par le circuit (mA) comme expliqué dans le texte.

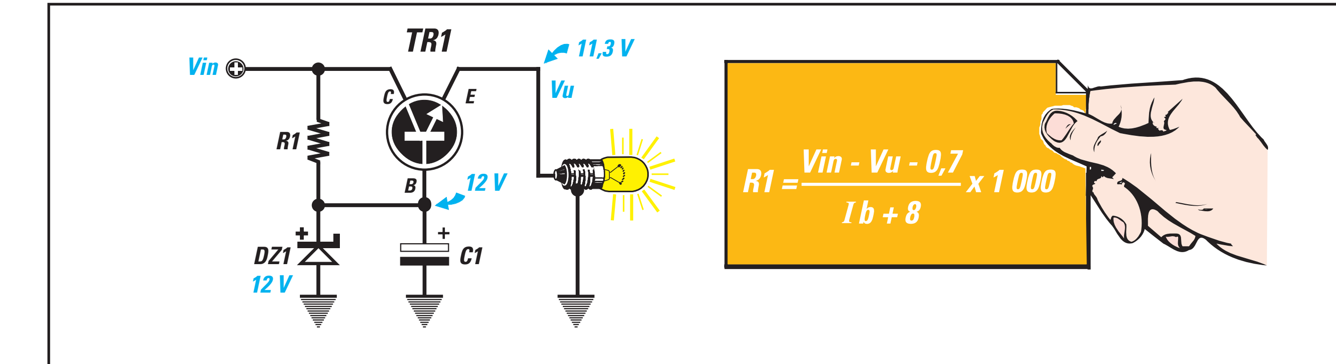


Figure 12 : Pour alimenter des circuits qui consomment des courants importants, il est préférable d'utiliser un transistor de puissance (TR1) et d'insérer la diode zener dans sa base. On obtiendra en sortie du transistor une tension inférieure à 0,7 volt par rapport à celle fournie par la diode zener.

[(22 – 12) : 270] x 1 000
= 37 milliampères

Comme le circuit consomme 18 mA, la diode zener sera donc parcourue par un courant de seulement :

37 – 18 = 19 milliampères

Pour connaître la puissance de la résistance à appliquer sur la diode zener, nous pourrons utiliser cette formule :

watt =
[ohm x (mA tot. x mA tot.)] : 1 000 000

Comme le courant total est de 37 mA, nous devrons utiliser une résistance de :

[270 x (37 x 37)] : 1 000 000 = 0,37 watt

c'est-à-dire une résistance de 1/2 watt puisqu'un demi-watt correspond à 0,5 watt.

Les inconvénients de la diode zener

Les diodes zener peuvent être utilisées pour alimenter des circuits qui consomment des courants de quelques dizaines de milliampères seulement.

En outre, il ne faut pas oublier que si le courant consommé varie, il faut chaque fois recalculer la valeur ohmique de la résistance R1.

En réduisant la valeur ohmique de la résistance, on ne pourra jamais désactiver le circuit que nous alimentons car le courant qu'il consomme basculerait alors entièrement sur la diode zener qui deviendrait inutilisable après seulement quelques secondes.

Il faut également savoir que toutes les diodes zener, comme tout autre composant électronique, ont une tolérance spécifique à chacune. Ne vous étonnez donc pas si une diode zener donnée pour 5,1 volts stabilise la tension sur une valeur inférieure, c'est-à-dire 4,8 ou 4,9 volts, ou bien sur une valeur supérieure, c'est-à-dire 5,2 ou 5,4 volts.

C'est la raison pour laquelle il est normal qu'une diode zener de 12 volts stabilise une tension sur une valeur de 11,4 volts ou de 12,6 volts.

Une diode zener et un transistor

Pour alimenter des circuits qui consomment des courants supérieurs à 0,1 ampère, il est préférable d'utiliser le circuit représenté sur la figure 12, qui utilise une diode zener ainsi qu'un transistor de puissance (voir TR1).

Si on place une diode zener dans la base d'un transistor NPN, on réalisera un stabilisateur de tension capable d'alimenter un quelconque circuit pouvant consommer jusqu'à un maximum de 2 ampères.

Il est bien évident que le transistor que l'on utilisera dans cette alimentation devra être capable de supporter un courant supérieur. Donc, si l'on a besoin d'un courant de 1 ampère, on devra choisir un transistor capable de débiter au moins 2 ampères.

Si l'on a besoin d'un courant de 2 ampères, on devra choisir un transistor capable de débiter au moins 4 ampères.

La tension que l'on prélèvera sur l'émetteur sera toujours inférieure d'environ 0,7 volt par rapport à la valeur de la diode zener car elle chutera de 0,7 volt en passant de la base à l'émetteur du transistor. Donc, si on place une diode zener de 5,1 volts dans la base du transistor, on prélèvera sur son émetteur une tension stabilisée de seulement :

5,1 – 0,7 = 4,4 volts

Si on place une diode zener de 12 volts dans la base du transistor, on prélèvera sur son émetteur une tension stabilisée de seulement :

12 – 0,7 = 11,3 volts

Pour augmenter la sortie de 0,7 volt

Pour compenser la chute de tension dans le transistor, on devrait placer dans la base une diode zener prévue pour une tension supérieure de 0,7 volt par rapport à celle requise en sortie. Puisqu'on ne trouvera jamais de diode zener de 9,7 volts ou de 12,7 volts, pour pouvoir augmenter de 0,7 volt la tension qu'elle stabilise, il suffit de lui relier en série une diode au silicium normale (voir figure 13).

Comme vous le savez certainement déjà, toutes les diodes au silicium provoquent une chute de tension de 0,7 volt.

C'est pour cela que si l'on relie en série une quelconque diode à une diode zener de 12 volts, on retrouvera sur la base du transistor une tension stabilisée de :

12 + 0,7 = 12,7 volts

En reliant en série deux diodes normales sur une diode zener de 12 volts, on retrouvera sur la base du transistor une tension stabilisée de :

12 + 0,7 + 0,7 = 13,4 volts

Important : La bague-détrompeur, placée sur une extrémité du corps de la diode zener (côté cathode K), doit être dirigée vers la résistance R1, tandis que la bague-détrompeur, placée sur une extrémité du corps de la diode au silicium (côté cathode K), doit être dirigée vers la masse (voir figure 13).

Si l'on inverse la polarité d'une seule diode, on trouvera sur l'émetteur la même tension que celle appliquée sur le collecteur.

La valeur de la résistance R1

Pour calculer la valeur de la résistance R1 à utiliser dans cette alimentation, il faudrait connaître le Hfe, c'est-à-dire le gain du transistor TR1.

Si vous avez réalisé le testeur pour transistor LX.5014 proposé dans la Leçon numéro 17 (ELM 17, page 85 et suivantes), vous pourrez tout de suite connaître la valeur Hfe de n'importe quel transistor.

En admettant que le transistor choisi ait une Hfe de 50, on pourra calculer la valeur du courant qui doit être débité sur la base avec la formule :

mA base = (ampère max : Hfe) x 1 000

En fait, le transistor est utilisé dans ces alimentations comme amplificateur de courant, donc, sa Hfe influe sur le courant que l'on veut prélever sur son émetteur.

Si l'on veut prélever un courant de 1,5 ampère sur cette alimentation, il faut que le courant qui passe sur la base du transistor TR1 soit de :

(1,5 : 50) x 1 000 = 30 mA

En fait, le courant maximal qu'un transistor peut débiter se calcule avec la formule :

ampère max =
(mA base x Hfe) : 1 000

Si le transistor utilisé a une Hfe de 35 au lieu de 50, on ne réussira pas à prélever plus de :

(30 x 35) : 1 000 = 1 ampère

En connaissant le courant de la base, que nous indiquerons avec "Ib" (voir figure 12), on pourra calculer la valeur de la résistance R1 avec la formule :

ohm R1 =
[(Vin – Vu – 0,7) : (Ib + 8)] x 1 000

où :

Vin = est la valeur de la tension à appliquer sur le collecteur du transistor TR1 qui, dans notre exemple, est de 18 volts,

Vu = est la valeur de la tension que l'on veut obtenir sur la sortie de l'alimentation, c'est-à-dire 12 volts,

0,7 = est la chute de tension introduite par le transistor de puissance TR1,

Ib = est le courant que l'on applique sur la base du transistor TR1 que nous avons calculé et qui est de 30 mA,

8 = est la valeur du courant que l'on devra faire débiter sur la diode zener.

En insérant ces données dans la formule que l'on a mentionnée plus haut, on obtiendra :

[(18 – 12 – 0,7) : (30 + 8)] x 1 000
= 139 ohms

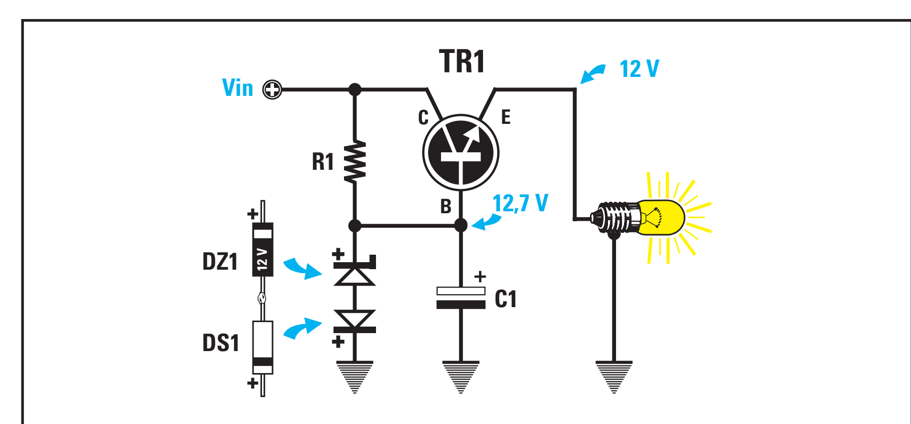


Figure 13 : Pour compenser la chute de tension de 0,7 volt provoquée par le transistor TR1, on pourra ajouter, en série dans la diode zener DZ1, une simple diode de redressement (voir DS1). La cathode de la diode zener doit toujours être dirigée vers la résistance R1 et la cathode de la diode de redressement, vers la masse.

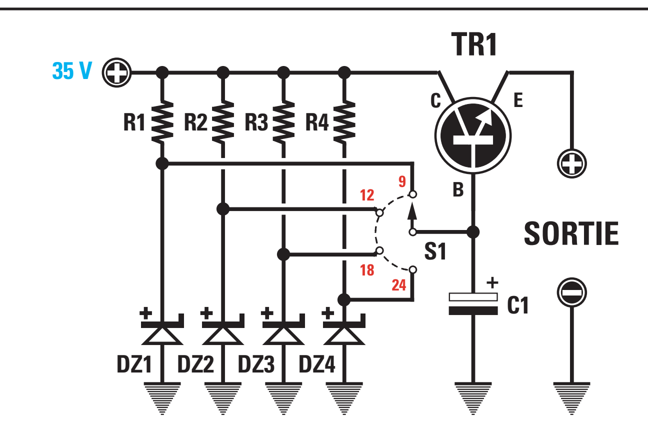


Figure 14 : Pour obtenir différentes tensions stabilisées en sortie, on pourrait relier plusieurs diodes zener à la base de TR1 :

R1 = 680 ohms
R2 = 560 ohms
R3 = 390 ohms
R4 = 270 ohms

DZ1 = zener de 9,7 volts
DZ2 = zener de 12,7 volts
DZ3 = zener de 18,7 volts
DZ4 = zener de 24,7 volts

C1 = 47 µF électr. 50 volts

TR1 = Transistor de puissance NPN

valeur que l'on pourra arrondir à 120 ou 150 ohms.

Pour obtenir une tension de 12 volts en sortie, on ne devra pas utiliser une diode zener de 12 volts mais une de 12,7 volts pour compenser la chute de tension de 0,7 volt provoquée par le transistor.

Si l'on utilise une diode zener de 12 volts, on prélèvera alors sur la sortie, une tension de :

12 – 0,7 = 11,3 volts

La valeur 12,7 volts n'étant pas une valeur standard, on pourra utiliser une zener de 12 volts, en reliant en série une diode au silicium, comme sur la figure 13.

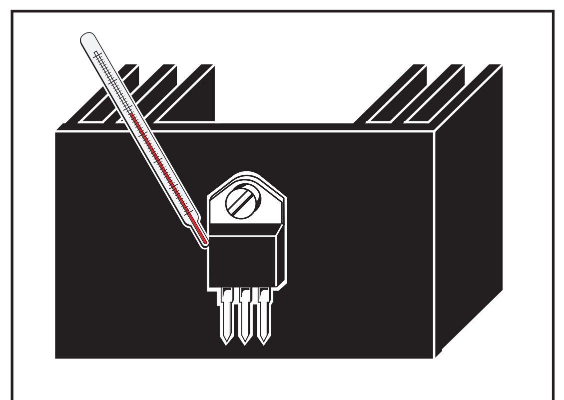


Figure 15 : Le corps du transistor TR1 doit toujours être appliqué sur un radiateur de refroidissement afin de dissiper rapidement la chaleur générée. Plus la tension que l'on applique sur le collecteur est importante et plus le courant que l'on prélève sur l'émetteur est important, plus le transistor chauffe.

La tension sur l'entrée collecteur

Sur le collecteur du transistor TR1, il faut appliquer une tension Vin qui soit toujours 1,4 fois supérieure à la valeur de tension que l'on veut prélever sur l'émetteur.

Donc, si l'on veut obtenir en sortie une tension stabilisée de 9 volts, on devra appliquer sur le collecteur une tension qui ne soit pas inférieure à :

9 x 1,4 = 12,6 volts

Pour obtenir en sortie une tension stabilisée de 24 volts, on devra appliquer sur le collecteur une tension qui ne soit pas inférieure à :

24 x 1,4 = 33,6 volts

Pour obtenir en sortie des tensions stabilisées de 9, 12, 18 ou 24 volts, on devra appliquer sur le collecteur une tension de 35 volts, puis utiliser 4 diodes zener de 9,7, 12,7, 18,7 ou 24,7 volts (voir figure 14), chacune alimentée à l'aide d'une résistance dont la valeur est toujours calculée avec la formule :

ohm R1 = [(Vin – Vu – 0,7) : (Ib +8)] x 1 000

On obtiendra donc :

[(35 – 9 – 0,7) : (30 + 8)] x 1 000 = 665 ohms

[(35 – 12 – 0,7) : (30 + 8)] x 1 000 = 586 ohms

[(35 – 18 – 0,7) : (30 + 8)] x 1 000 = 428 ohms

[(35 – 24 – 0,7) : (30 + 8)] x 1 000 = 271 ohms

Etant donné que ces valeurs ne sont pas standards, on utilisera, respectivement, des résistances de 680, 560, 390 et 270 ohms.

Signalons que plus la différence entre la tension "Vin" appliquée sur le collecteur et la "Vu" prélevée sur l'émetteur est importante, plus le transistor chauffera.

Donc, afin d'éviter qu'il ne se détériore, on devra appliquer sur son corps un radiateur de refroidissement qui permettra de dissiper la chaleur générée (voir figure 15).

Si l'on choisit un transistor de puissance et qu'il a les caractéristiques suivantes :

Puissance de dissipation maximale = 60 watts

Courant maximal = 3 ampères

On ne pourra jamais lui faire dissiper 60 watts, car cette puissance est dissipée par le transistor seulement si la température de son corps ne dépasse pas 25°.

Etant donné que la température du corps atteint toujours des valeurs de 40 ou 50°, on devra réduire la puissance maximale à dissiper d'environ 1/3, donc, nos 60 watts deviendront 20 watts.

C'est pour cette raison que si on applique sur le collecteur une tension de 35 volts et qu'on la stabilise sur 24 volts, la différence entre la tension "Vin" appliquée sur l'entrée et la "Vu" prélevée en sortie multipliée par les ampères, sera entièrement dissipée en "watts chaleur", ce que l'on peut calculer grâce à cette simple formule :

watt chaleur = (Vin –Vu) x ampère

où

Vin = est la tension appliquée sur le collecteur

Vu = est la tension prélevée sur l'émetteur

Ampère = est le courant prélevé sur la sortie

Avec une "Vin" de 35 volts, une "Vu" de 24 volts et une consommation de courant de 1,5 ampère, le transistor TR1 dissipera en chaleur :

(35 – 24) x 1,5 = 16,5 watts

Si l'on stabilise la tension de sortie sur 9 volts et que l'on alimente un circuit qui consomme 1,5 ampère, le transistor TR1 dissipera en chaleur une puissance de :

(35 – 9) x 1,5 = 39 watts

Pour ne pas faire dissiper plus de 20 watts au transistor TR1, on devra réduire le courant d'absorption et pour connaître la valeur maximale des ampères pouvant être prélevée, on pourra utiliser cette formule :

Ampère = watt : (Vin – Vu)

Donc, si l'on prélève 9 volts sur une sortie, pour ne pas faire dissiper plus de 20 watts au transistor TR1, on devra prélever un courant maximal de :

20 : (35 – 9) = 0,76 ampère

Comme vous avez pu le remarquer, plus on diminue la tension stabilisée que l'on veut prélever en sortie, plus on devra réduire le courant d'absorption.

Même avec de faibles absorptions, on devra toujours appliquer un radiateur de refroidissement sur le transistor (voir figure 15) afin de dissiper rapidement la chaleur générée par son corps.

A suivre

NOTES

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Une bonne alimentation doit d'abord être stable mais elle doit également être sûre !

Dans le laboratoire, elle sert à alimenter des montages en test et sera fatalement mise en court-circuit à un moment où à un autre. Il faut donc la protéger contre cet avatar.

Les alimentations

Dans la première partie de cette leçon, nous avons vu les principaux éléments constituant une alimentation simple et comment la stabiliser, du moins de façon rudimentaire. Nous allons poursuivre dans cette seconde partie pour aboutir à une stabilisation de qualité et nous terminerons par la protection contre les courts-circuits.

Rendre plus stable la tension de sortie

Même si le circuit composé d'un transistor et d'une diode zener (voir figure 12, leçon 29-1) nous permet d'obtenir des tensions stables en sortie, on remarquera que si le courant consommé varie, la valeur de la tension varie également légèrement.

Pour avoir une alimentation qui fournisse une tension très stable ne suivant pas les variations du courant consommé, on devra ajouter un second transistor (voir le transistor TR2 de la figure 16) afin qu'il corrige automatiquement les plus petites variations de tension.

Ce transistor de petite puissance sert d'amplificateur d'erreur.

En fait, le transistor TR2 compare la tension prélevée sur la sortie de TR1 par l'intermédiaire des deux résistances R3 et R4, avec celle de la diode zener appliquée sur l'émetteur.

Si la tension prélevée en sortie augmente, le transistor TR2 diminue la tension qui se trouve sur la base du

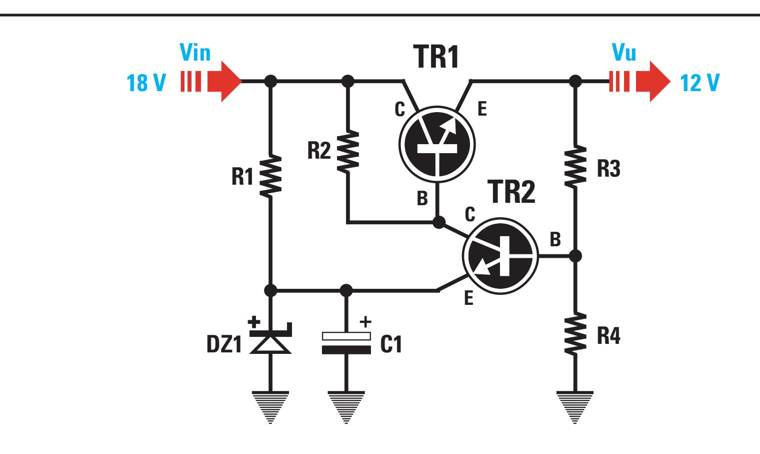


Figure 16 : Voici les valeurs pour une tension d'entrée Vin de 18 volts, pour une tension de sortie Vu de 12 volts et pour un courant maximal de 1,5 ampère :

R1	=	2,2 kΩ	DZ1	=	Diode zener 4,3 V
R2	=	120 Ω	C1	=	Condensateur électrolytique 10 µF
R3	=	7 kΩ	TR1	=	Transistor de puissance NPN
R4	=	5 kΩ	TR2	=	Transistor faible puissance NPN

Pour rendre plus stable la tension que l'on prélève sur la sortie de TR1, il faut piloter sa base avec un second transistor (voir TR2). Ce transistor contrôlera la valeur de tension présente sur la jonction de R3 et R4 à l'aide de celle fournie par la diode zener DZ1. Si la tension de sortie augmente, le transistor TR2 fera réduire le débit de TR1, tandis que si la tension de sortie diminue, le transistor TR2 fera débiter davantage le transistor TR1.

transistor TR1, de façon à la ramener à la valeur requise.

Si la tension prélevée en sortie diminue, le transistor TR2 augmente la tension qui se trouve sur la base du transistor TR1, de façon à la ramener à la valeur requise.

Dans ce circuit, les valeurs des deux résistances R3 et R4 sont très critiques.

Concevoir une alimentation

A présent, nous vous indiquons les calculs à effectuer pour réaliser une alimentation stabilisée capable de débiter 12 volts 1,5 ampère en sortie.

Avant de poursuivre, souvenez-vous que la diode zener doit être choisie avec une valeur de tension égale à environ 1/3 de la valeur de la tension stabilisée que l'on veut obtenir en sortie.

Donc, pour obtenir une tension de 12 volts en sortie, on devra choisir une diode zener de :

12 : 3 = 4 volts

Etant donné que cette valeur n'est pas une valeur standard, on pourra sans problème utiliser une diode de 4,3 ou 4,7 volts.

Il faut que le courant débité par la diode zener soit compris entre 5 et 7 milliampères.

La tension Vin à appliquer sur le collecteur du transistor de puissance TR1 doit être 1,4 fois supérieure à la tension que l'on veut stabiliser, c'est la raison pour laquelle il faut une tension de :

12 x 1,4 = 16,8 Vin minimum

On devra donc utiliser une Vin qui ne soit pas inférieure à 16,8 volts et pour cela, on pourra choisir des tensions de 18 volts, mais également de 22, 30 ou 36 volts.

En admettant que la tension soit de 18 volts et que la diode zener soit de 4,3 volts, on pourra immédiatement calculer la valeur de R1.

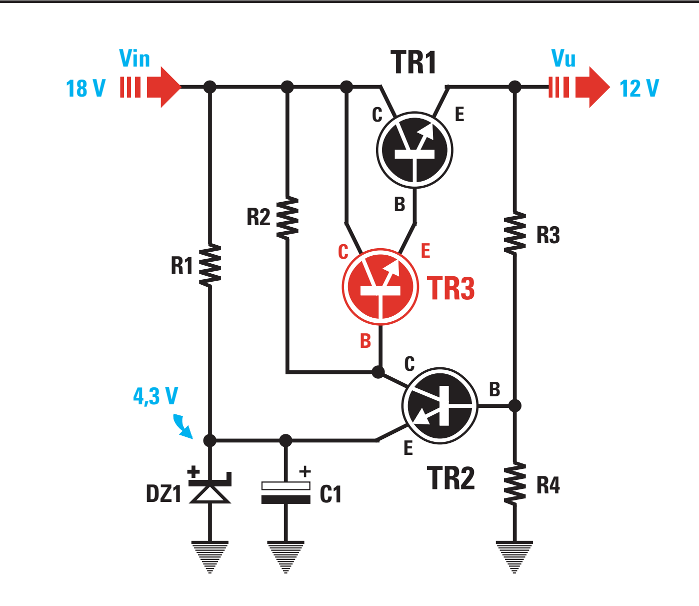


Figure 17 : Voici les valeurs pour une tension d'entrée Vin de 18 volts, pour une tension de sortie Vu de 12 volts et pour un courant maximal de 1,5 ampère :

R1	**=**	**2,2 kΩ**	**DZ1**	**=**	**Diode zener de 4,3 V**
R2	**=**	**1 kΩ**	**C1**	**=**	**Condensateur électrolytique 10 µF**
R3	**=**	**5,5 kΩ**	**TR1**	**=**	**Transistor de puissance NPN**
R4	**=**	**5 kΩ**	**TR2**	**=**	**Transistor faible puissance NPN**
			TR3	**=**	**Transistor faible puissance NPN**

Pour augmenter le gain (Hfe) trop faible du transistor TR1, il faut réaliser un amplificateur Darlington. Celui-ci s'obtient en reliant un transistor de moyenne puissance (voir TR3), sur la base. Dans ce circuit, l'amplificateur d'erreur TR2 sera relié à la base du transistor TR3 et non plus sur la base de TR1.

Calcul de la résistance

Pour faire débiter un courant compris entre 5 et 7 milliampères sur la diode zener, on prendra une valeur moyenne, c'est-à-dire 6 milliampères, puis on calculera la valeur de R1 à l'aide de la formule :

ohm R1 = [(Vin – Vz) : mA] x 1 000

Vin = est la valeur de tension qui est appliquée sur le collecteur du transistor TR1 qui, dans notre exemple, est de 18 volts.

Vz = est la valeur du courant que l'on veut faire débiter sur la diode zener, c'est-à-dire 6 milliampères.

Si l'on insère toutes ces données dans la formule, on obtiendra :

[(18 – 4,3) : 6] x 1 000
= 2 283 ohms

Etant donné que cette valeur n'est pas une valeur standard, on choisira la valeur la plus proche, c'est-à-dire 2200 ohms.

Pour connaître la valeur du courant débité par la diode zener avec une résistance de 2 200 ohms, au lieu d'une résistance de 2 283 ohms, on pourra utiliser cette formule :

MA = [(Vin – Vz) : ohm] x 1 000

Donc, la diode zener débitera un courant de :

[(18 – 4,3) : 2 200] x 1 000
= 6,22 milliampères

Calcul de la résistance R2

Pour calculer la valeur de la résistance R2, il faut connaître la Hfe du transistor TR1 (revoir la leçon 17).

Rappelons que tous les transistors de puissance ont une Hfe comprise entre 30 et 40, tandis que les transistors de moyenne puissance ont une Hfe comprise entre 40 et 50.

Si le transistor choisi a une Hfe de 35, on pourra calculer la valeur du courant de la base avec la formule :

mA base =
(ampère max : Hfe) x 1 000

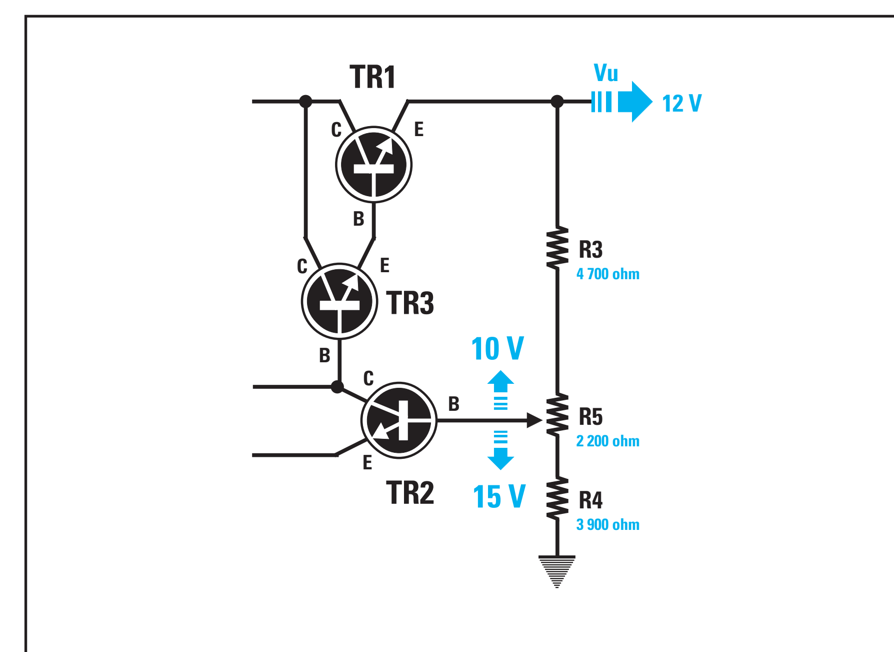


Figure 18 : Etant donné que les valeurs R3 et R4 de la figure 17 ne sont pas des valeurs standards, pour obtenir 12 volts en sortie, il est préférable d'insérer un trimmer de 2 200 ohms entre ces deux résistances, puis d'abaisser la valeur de R3 à 4700 ohms et celle de R4 à 3900 ohms.

Etant donné que l'on veut prélever un courant de 1,5 ampère en sortie, on devra faire débiter sur la base du transistor TR1, un courant de :

(1,5 : 35) x 1 000 = 42,85 mA

valeur que l'on arrondira à 43 mA.

En connaissant le courant débité sur la base, que l'on indiquera "Ib", on pourra calculer la valeur de la résistance R2 avec la formule :

ohm R2 =
[(Vin – Vu – 0,7) : (Ib + 3,11)] x 1 000

Vin = est la valeur de la tension à appliquer sur le collecteur de TR1 qui, dans notre exemple, est de 18 volts.

Vu = est la valeur de la tension que l'on veut obtenir en sortie de l'alimentation, c'est-à-dire 12 volts.

0,7 = est la chute de tension provoquée par le transistor de puissance TR1.

Ib = est le courant que l'on applique sur la base du transistor TR1 que l'on a calculé et qui est d'environ 43 mA.

3,11 = est la valeur du courant débité par la diode zener divisée par 2. En effet, sachant que la diode débite un courant de 6,22 mA, on divise ce chiffre par 2 et l'on obtient 3,11 mA.

En insérant ces données dans la formule que l'on a précédemment mentionnée, on obtient :

[(18 – 12 – 0,7) : (43 + 3,11)] x 1 000
= 114 ohms

valeur que l'on arrondira à 120 ohms.

Calcul de la résistance R4

Pour calculer la valeur de la résistance R4 à placer entre la base du transistor TR2 et la masse, on utilisera cette formule :

ohm R4 = [(Vz + 0,7) : mA] x 1 000

Etant donné que la résistance R4 débite un courant de 1 milliampère, et que l'on a utilisé une diode zener de 4,3 volts, pour la résistance R4, on devra choisir une résistance de :

[(4,3 + 0,7) : 1] x 1 000 = 5 000 ohms

Calcul de la résistance R3

Pour calculer la valeur de la résistance R3 à placer entre l'émetteur du transistor TR1 et la base du transistor TR2, on utilisera cette formule :

ohm R3 = [Vu : (Vz + 0,7)] – 1 x R4

On effectue tout d'abord cette opération :

[12 : (4,3 + 0,7)] = 2,4

On extrait 1 à ce nombre, puis on multiplie le résultat par la valeur de R4 :

(2,4 – 1) x 5 000
= 7 000 ohms

Si après avoir réalisé cette alimentation, on retirait la charge de la sortie, après quelques minutes, le transistor TR2 et la diode zener partiraient en "fumée", car la valeur de seulement 120 ohms de la résistance R2 fait débiter sur ces deux composants des courants très importants.

Pour éviter cet inconvénient, il faudrait un transistor de puissance avec une Hfe élevée, mais puisqu'il n'en existe pas, pour augmenter le gain de l'étage final de puissance, il suffira de relier un transistor de moyenne puissance sur la base du transistor TR1.

Une alimentation avec amplificateur Darlington

En reliant deux transistors comme sur la figure 17, on obtient un circuit appelé "amplificateur Darlington", pourvu d'un gain élevé.

Si le transistor de puissance référencé TR1 a une Hfe de 30 et le transistor de moyenne puissance référencé TR3 a une Hfe de 40, on obtiendra un étage final qui aura une Hfe totale de :

Hfe totale
= 30 x 40 = 1 200

Ceci étant dit, allons à présent vérifier quelles sont les valeurs des résistances R1, R2, R3 et R4 que l'on devra utiliser pour réaliser une alimentation stabilisée identique, capable de débiter 12 volts 1,5 ampère.

Comme pour le circuit précédent, on appliquera une tension Vin de 18 volts sur le collecteur du transistor TR1 et on choisira une diode zener de 4,3 volts.

Calcul de la résistance R1

Pour faire débiter un courant compris entre 5 et 7 milliampères sur la diode zener, on prendra une valeur moyenne, c'est-à-dire 6 milliampères, puis on calculera la valeur de R1 à l'aide de la formule :

ohm R1 =
[(Vin – Vz) : mA] x 1 000

Vin = est la valeur de tension qui est appliquée sur le collecteur du transistor TR1 qui, dans notre exemple, est de 18 volts.

Vz = est la valeur du courant de la diode zener, c'est-à-dire 4,3 volts.

MA = est le courant que l'on veut que la diode zener débite, c'est-à-dire 6 milliampères.

Si l'on insère toutes ces données dans la formule, on obtiendra :

[(18 – 4,3) : 6] x 1 000
= 2 283 ohms

Etant donné que cette valeur n'est pas une valeur standard, on choisira la valeur la plus proche, c'est-à-dire 2200 ohms.

Calcul de la résistance R2

Pour calculer la valeur de la résistance R2, il faut connaître la Hfe totale qui, comme nous l'avons calculée précédemment, est égale à 1 200.

On pourra alors calculer la valeur du courant de la base du transistor de moyenne puissance TR3 avec la formule :

MA base TR3 =
(ampère max : Hfe totale) x 1 000

Etant donné que l'on veut prélever un courant de 1,5 ampère en sortie, on devra faire débiter sur la base du transistor TR3, un courant de :

(1,5 : 1 200) x 1 000
= 1,25 mA

valeur que l'on arrondira à 1,3 mA.

En connaissant le courant débité sur la base, que l'on devra appliquer sur cet amplificateur Darlington et que l'on indiquera "Ib", on pourra calculer la valeur de la résistance R2 avec la formule :

ohm R2 =
[(Vin – Vu – 1,4) : (Ib + 3,11)] x 1 000

Vin = est la valeur de la tension à appliquer sur le collecteur de TR1 qui, dans notre exemple, est de 18 volts.

Vu = est la valeur de la tension que l'on veut obtenir en sortie de l'alimentation, c'est-à-dire 12 volts.

1,4 = est la chute de tension provoquée par les deux transistors TR3 et TR1, reliés au Darlington.

Ib = est le courant que l'on applique sur la base du transistor TR3, que l'on a déjà calculé et qui est d'environ 1,3 mA.

3,11 = est la valeur du courant débité par la diode zener divisé par 2.

En effet, sachant que la diode débite un courant de 6,22 mA, on divise ce chiffre par 2 et l'on obtient 3,11 mA.

En insérant ces données dans la formule que l'on a précédemment mentionnée, on obtient :

[(18 – 12 – 1,4) : (1,3 + 3,11)] x 1 000
= 1 043 ohms

valeur que l'on arrondira à 1 000 ohms.

Comme vous pouvez le remarquer, la valeur de la résistance R2 du circuit de la figure 16 était de 120 ohms et dans cet amplificateur Darlington de la figure 17, elle est de 1 000 ohms.

Calcul de la résistance R4

Pour calculer la valeur de la résistance R4 à placer entre la base du transistor TR2 et la masse, on utilisera cette formule :

ohm R4 = [(Vz + 0,7) : mA] x 1 000

Etant donné que l'on a utilisé une diode zener de 4,3 volts, pour la résistance R4, on devra choisir une résistance de :

[(4,3 + 0,7) : 1] x 1 000
= 5 000 ohms

Calcul de la résistance R3

Pour calculer la valeur de la résistance R3 à placer entre l'émetteur du transistor TR1 et la base du transistor TR2, on utilisera cette formule :

ohm R3 =
[Vu : (Vz + 1,4)] – 1 x R4

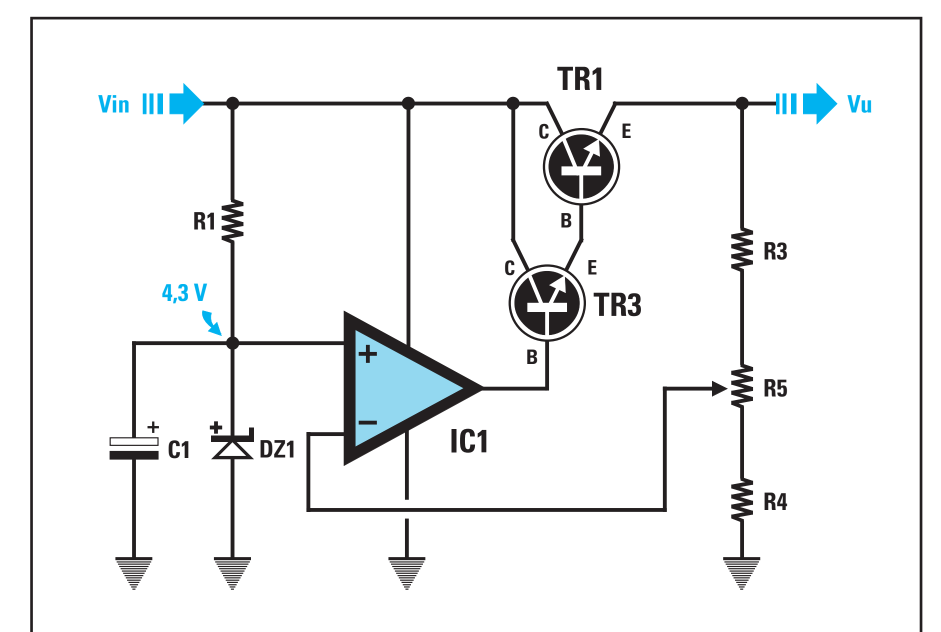


Figure 19 : Voici les valeurs pour une tension d'entrée Vin de 18 volts, pour une tension de sortie Vu de 12 volts et pour un courant maximal de 1,5 ampère :

R1	=	2,2 kΩ	DZ1	=	Diode zener 4,3 V
R2	=	6,8 kΩ	C1	=	Condensateur électrolytique 10 µF
R3	=	3,9 kΩ	TR1	=	Transistor de puissance NPN
R5	=	2,2 kΩ trimmer	TR2	=	Transistor faible puissance NPN
			IC1	=	Opérationnel µA741

L'amplificateur d'erreur TR2 (voir figure 17) peut être remplacé par un amplificateur opérationnel (voir symbole indiqué IC1). Si on utilise un opérationnel, la résistance R2 n'est plus nécessaire. Vous trouverez dans l'article toutes les formules à utiliser pour calculer la valeur des résistances à insérer dans le schéma électrique reproduit ci-dessus.

On effectue tout d'abord cette opération :

[12 : (4,3 + 1,4)] = 2,1

on extrait 1 à ce nombre, puis on multiplie le résultat par la valeur de R4 :

(2,1 – 1) x 5 000 = 5 500 ohms

Les valeurs des résistances R4 et R3

Contrairement aux autres résistances, on ne peut pas arrondir les valeurs de R4 et R3, car cela modifierait la valeur de la tension en sortie.

Pour obtenir une tension exacte de 12 volts en sortie, on devra choisir deux résistances standard de valeurs inférieures à celles requises pour R3 et R4, puis relier en série un trimmer de 2 200 ohms entre les deux, comme sur la figure 18.

Si l'on choisit une valeur de 4 700 ohms pour R3 et une valeur de 3 900 ohms pour R4, en tournant le curseur du trimmer, on obtiendra :

- En tournant le curseur du trimmer vers la résistance R4, en sortie la tension augmentera jusqu'à atteindre une valeur maximale de 15 volts.

- En tournant le curseur du trimmer vers la résistance R3, en sortie la tension diminuera jusqu'à atteindre une valeur minimale de 10 volts.

Le curseur du trimmer R5 devra être tourné jusqu'à obtenir une tension de 12 volts.

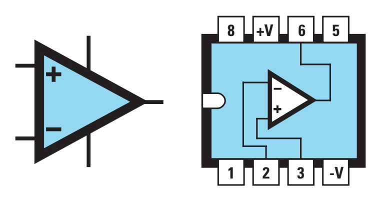
Un opérationnel en substitution de TR2

Le schéma de la figure 17 peut ultérieurement être amélioré en substituant un amplificateur opérationnel au transistor TR2.

Sur la figure 19, cet amplificateur, référencé IC1, est représenté par un symbole en forme de triangle.

Si l'on utilise un opérationnel, on ne devra plus insérer la résistance R2 sur la base du transistor TR3, et le schéma apparaîtra alors beaucoup plus simple.

Dans ce cas de figure aussi, la diode zener sera choisie avec une valeur de tension égale à environ 1/3 de la valeur de la tension stabilisée que l'on veut obtenir en sortie.



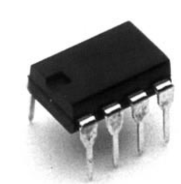


Figure 20 : A gauche, symbole graphique des amplificateurs opérationnels de type µA741, LS141 et TL081. Au centre, leur brochage vu du dessus. Sur la gauche de leur corps se trouve le repère-détrompeur en forme de U qui nous sert à ne pas inverser le circuit intégré lorsqu'on l'insère dans son support. A droite, photo d'un ampli opérationnel 8 broches.

Donc, pour obtenir en sortie une tension de 12 volts, on devra choisir une diode zener de :

12 : 3 = 4 volts

Etant donné que cette valeur n'est pas une valeur standard, on choisira une diode de 4,3 ou de 4,7 volts.

Comme pour les cas précédents, la diode zener devra débiter un courant de 6 mA.

Calcul de la résistance R1

Pour calculer la valeur de R1, on utilise la formule :

ohm R1 = [(Vin – Vz) : mA] x 1 000

Vin = est la valeur de tension qui est appliquée sur le collecteur du transistor TR1 qui, dans notre exemple, est de 18 volts.

Vz = est la valeur du courant de la diode zener, c'est-à-dire 4,3 volts.

MA = est le courant que l'on veut que la diode zener débite, c'est-à-dire 6 milliampères.

Si l'on insère toutes ces données dans la formule, on obtiendra :

[(18 – 4,3) : 6] x 1 000
= 2 283 ohms

Etant donné que cette valeur n'est pas une valeur standard, on choisira la valeur la plus proche, c'est-à-dire 2200 ohms.

Calcul de la résistance R4

Pour calculer la valeur de la résistance R4, on utilise cette formule :

ohm R4 = (Vz : mA) x 1 000

Etant donné que l'on a utilisé une diode zener de 4,3 volts qui débitera toujours 1 milliampère, la valeur de la résistance R4 sera de :

(4,3 : 1) x 1 000 = 4 300 ohms

Calcul de la résistance R3

Pour calculer la valeur de la résistance R3 de ce circuit qui utilise un opérationnel, on utilisera cette formule :

ohm R3 = [(Vu : Vz) – 1] x R4

On effectue tout d'abord cette opération :

12 : 4,3 = 2,79

on extrait 1 à ce nombre, puis on multiplie le résultat par la valeur de R4 :

(2,79 – 1) x 4 300 = 7 697 ohms

Les valeurs des résistances R4 et R3

Puisque la tension que l'on prélève en sortie doit se calculer avec la formule :

Volt sortie = [(R3 : R4) + 1] x Vz

et puisque les valeurs de ces deux résistances R4 et R3 ne sont pas standard, si l'on tentait de les arrondir cela modifierait la valeur de la tension en sortie. Si l'on choisit une valeur de 6 800 ohms pour R3 et une valeur de 4 700 ohms pour R4, en tournant le curseur du trimmer, on obtiendra en sortie une tension de :

[(6800 : 4 700) + 1] x 4,3 = 10,52 volts

Pour obtenir une tension exacte de 12 volts en sortie, on devra utiliser une valeur de 6 800 ohms pour R3 et de 3 900 ohms pour R4, puis relier en série un trimmer de 2 200 ohms entre les deux, comme sur la figure 19.



Le curseur du trimmer R5 devra être tourné jusqu'à obtenir une tension de 12 volts.

L'amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel IC1 utilisé pour ces alimentations peut être un LS141, un µA741 ou un TL081 (voir figure 20).

Etant donné que nous vous présenterons ces amplificateurs opérationnels dans une prochaine leçon, nous nous limiterons pour le moment à vous dire que les deux broches indiquées avec les symboles "+" et "–" ne sont pas, comme on pourrait le penser, à relier au positif et au négatif d'alimentation. En fait, se sont deux symboles qui servent uniquement à indiquer les variations de la tension sur la sortie de l'opérationnel en appliquant sur la broche "+" une tension supérieure ou inférieure par rapport à celle qui se trouve sur la broche "–".

La protection contre les courts-circuits

Si, par erreur, nous court-circuitions les deux fils de sortie d'une alimentation stabilisée, le transistor de puissance TR1 s'autodétruirait en quelques secondes.

Pour ne pas courir ce risque, il faut insérer un circuit de protection composé d'un petit transistor NPN (voir le transistor TR4, sur la figure 21).

Comme vous pouvez le voir, les deux broches base et émetteur de ce transistor sont reliées aux deux extrémités de la résistance R6.

Dans les conditions de fonctionnement normales, c'est comme si ce transistor TR4 n'existait pas.

Si, par erreur, les fils de sortie devaient être court-circuités, on se retrouverait alors avec, sur les broches de la résistance R6, une tension plus positive sur la base que celle présente sur l'émetteur.

Dans ces conditions, le transistor TR4 commencera à débiter en court-circuitant à masse la base du transistor TR3, qui pilote le transistor de puissance TR1.

Avec 0 volt sur la base de TR3, le transistor TR1 ne pourra plus débiter et donc, plus aucune tension ne sortira sur sa sortie.

La valeur de la résistance R6 est très critique car, en fonction du courant qui est débité sur ses broches, on obtiendra une tension plus que suffisante pour activer le transistor TR4.

Figure 21 : Pour protéger le transistor de puissance TR1 contre des courts-circuits externes, on devra relier aux extrémités de la résistance R6 un petit transistor NPN (voir TR4). Si aucun court-circuit ne se trouve sur la sortie, le transistor TR4 n'assume aucune fonction.

Lorsqu'un court-circuit se produit à l'extérieur de l'alimentation, le transistor TR4 commence à débiter et retire instantanément la tension de polarité de la base du transistor TR3.

Par conséquent, on ne prélève plus aucune tension sur la sortie de TR1. Sur ce schéma, la résistance R6 est d'une valeur de 0,47 ohm 2 ou 3 watts. Elle sera réalisée en fil résistif. La résistance R7 est une 1 000 ohms 1/4 de watt. Pour tous les autres composants, voir le schéma reporté en figure 19.

Pour connaître la valeur de cette résistance, on pourra utiliser cette formule :

ohm R6 = 0,7 : ampère

Note : 0,7 est la tension qu'il faut à la base du transistor TR1 pour son activation.

Si on a réalisé une alimentation capable de débiter un courant d'une valeur maximale de 1,5 ampère, on devra calculer la valeur de R6 pour un courant légèrement supérieur.

Si l'on choisit un courant de 1,6 ampère, on devra utiliser une résistance de :

0,7 : 1,6 = 0,437 ohm

Cette résistance devra être une résistance à fil et pour connaître la valeur minimale de ses watts, on pourra utiliser la formule :

watt =
(ampère x ampère) x R6 en ohms

Ainsi pour un courant de 1,6 ampère, il faut une résistance de :

(1,6 x 1,6) x 0,437 = 1,11 watt

On devra donc choisir une résistance d'un wattage supérieur, c'est-à-dire de 2 ou 3 watts.

Etant donné que 0,437 ohm n'est pas une valeur standard, si nous utilisons une résistance de 0,47 ohm, le circuit entrera en protection avec un courant de :

0,7 : 0,47 = 1,48 ampère

Si l'on utilise une résistance de 0,39 ohm, le circuit entrera en protection seulement en dépassant un courant de :

0,7 : 0,39 = 1,79 ampère

Dans la troisième partie de cette leçon, vous pourrez réaliser une petite alimentation de laboratoire 5 à 22 volts sous 2 ampères.

Dans la leçon suivante, nous vous proposerons d'autres circuits tout aussi intéressants que ceux de cette leçon.

Si vous voulez devenir de vrais experts dans le domaine des alimentations, il vous suffit de nous suivre !





La LX.5029, une alimentation de 5 V à 22 V – 2 A

Mise en pratique

Après avoir étudié les deux premières parties de cette leçon vous êtes maintenant capable de concevoir une alimentation stabilisée. Toutefois, en passant de la théorie à la pratique, vous pourriez vous trouver face à quelques petites difficultés qu'il vous faudra surmonter. Cette dernière partie vous y aidera. Vous pourrez ainsi concrétiser vos acquis par la réalisation d'une alimentation variable de laboratoire.

Figure 22 : L'alimentation LX.5029 prête à l'emploi.

Si on vous demandait, par exemple, de réaliser une alimentation fiable capable de fournir en sortie une tension stabilisée réglable de 5 à 22 volts avec un courant de 2 ampères, vous opteriez certainement pour le circuit de la figure 21 (voir leçon 29-2).

Sur la figure 23, nous vous proposons la même alimentation pour vous montrer qu'en passant de la théorie à la pratique, il faut en réalité plus de composants que ceux qui apparaissent sur la figure 21.

Commençons par la description de ce circuit par le secondaire du transformateur T1 capable de fournir, en sortie, une tension alternative de 21 volts et un courant de 2,5 ampères.

En redressant cette tension alternative avec le pont redresseur RS1 et en la nivelant avec le condensateur électrolytique C1, on obtiendra une tension continue qui atteindra une valeur de :

(21 – 1,4) x 1,41 = 27,63 volts environ

Nous avons précisé 27,63 environ car il faut toujours garder à l'esprit le fait que la tension du secteur 220 volts n'est jamais parfaitement stable.

C'est la raison pour laquelle il est normal de se retrouver, en sortie, avec une tension qui peut varier entre 27 et 28,2 volts.

Etant donné que l'on veut prélever sur la sortie une tension stabilisée maximale de 22 volts sous 2 ampères, on devra utiliser pour C1 un condensateur électrolytique d'une capacité minimale de :

20 000 : (22 : 2) = 1 818 microfarads

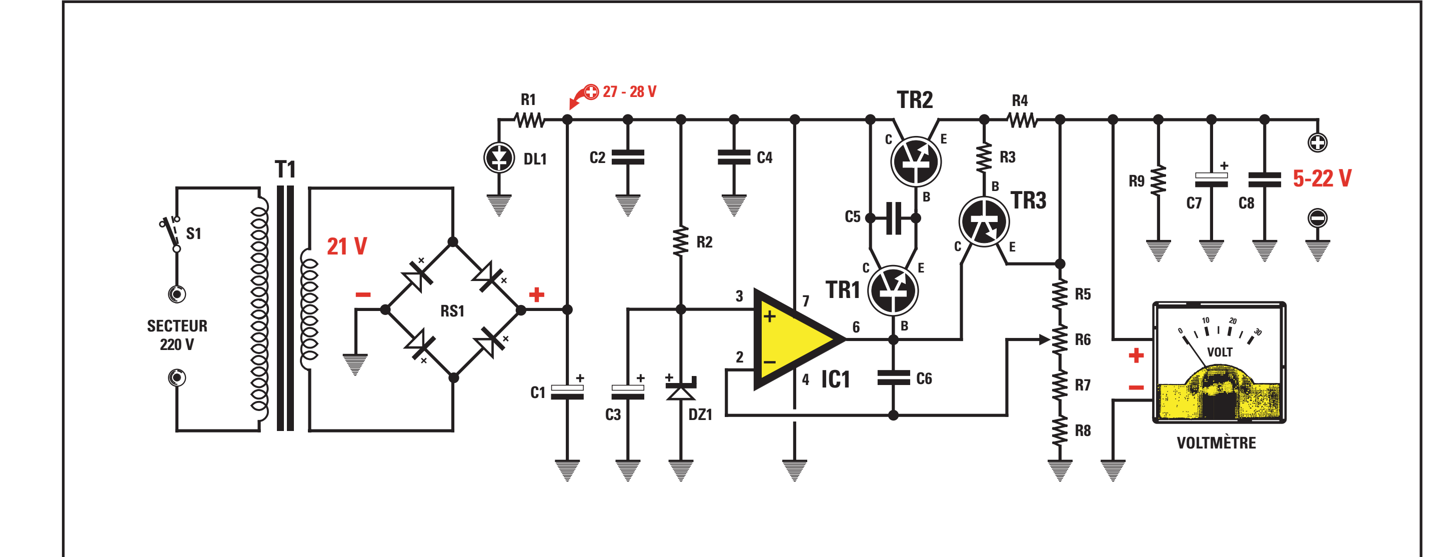


Figure 23 : Schéma électrique de l’alimentation à 2 ampères capable de fournir en sortie une tension variable qui, partant d’une valeur minimale de 5 volts pourra atteindre une valeur maximale de 22 volts. Cette alimentation est protégée contre les courts-circuits.

comme cette valeur n’est pas standard, on utilisera une capacité supérieure, c’est-à-dire 2 200 microfarads.

On trouve, en parallèle sur ce condensateur électrolytique, un condensateur polyester de 100 000 picofarads, ce qui équivaut à 100 nanofarads ou 0,1 microfarad (voir C2).

Vous vous demandez probablement quelle différence existe entre une capacité de 2 200 µF et une capacité de 2 200,1 µF !

Ce condensateur polyester de 0,1 µF ne sert pas à niveler la tension pulsée mais seulement à décharger rapidement à masse toutes les impulsions parasites que l’on trouve sur le secteur 220 volts et qui, en passant à travers le transformateur T1, pourraient atteindre le collecteur du transistor TR2 avec des pics de tension tellement élevés qu’ils pourraient, en très peu de temps, le mettre hors service.

Avec une tension continue d’environ 27,6 volts, pour connaître la valeur de la résistance R2 à relier à la diode zener DZ1 de 4,3 volts, afin qu’elle consomme un courant supérieur à 6 mA, on utilisera la formule que l’on connaît déjà :

ohm R2 = [(Vin – Vz) : mA] x 1 000

donc, la valeur de la R2 sera de :

[(27,6 – 4,3) : 6] x 1 000
= 3 883 ohms

comme cette valeur n’est pas standard, on utilisera la valeur la plus proche, c’est-à-dire 3 900 ohms.

Mais, n’oublions pas que toutes les résistances ont une tolérance.

De ce fait, R2 pourrait être de 4 000 ohms au lieu de 3 900 ohms et le secteur 220 volts pourrait s’abaisser jusqu’à 210 volts.

Donc, si l’on veut faire débiter sur la diode zener un courant supérieur ou égal à 6 mA, il sera préférable d’utiliser une résistance d’une valeur de 3 300 ohms.

Avec cette valeur, la diode zener sera parcourue par un courant que l’on pourra calculer avec la formule :

mA = [(Vin – Vz) : ohm] x 1 000

donc, la diode zener débitera un courant de :

[(27,6 – 4,3) : 3 300] x 1 000 = 7 mA

ainsi, même si la tension de la prise de secteur devait s’abaisser, on ne descendra jamais au-dessous des 6 mA.

Passons à présent au transistor de puissance TR2.

Vous remarquerez immédiatement qu’entre son collecteur et sa base, se trouve un condensateur de 3 300 picofarads (voir C5) et vous vous demanderez probablement une nouvelle fois à quoi ce composant peut bien servir.

Tous les amplificateurs Darlington ont un gain important, ce qui les rend sujets aux auto-oscillations.

Dans ce cas, des fréquences indésirables sont générées et on les retrouve sur les bornes de sortie.

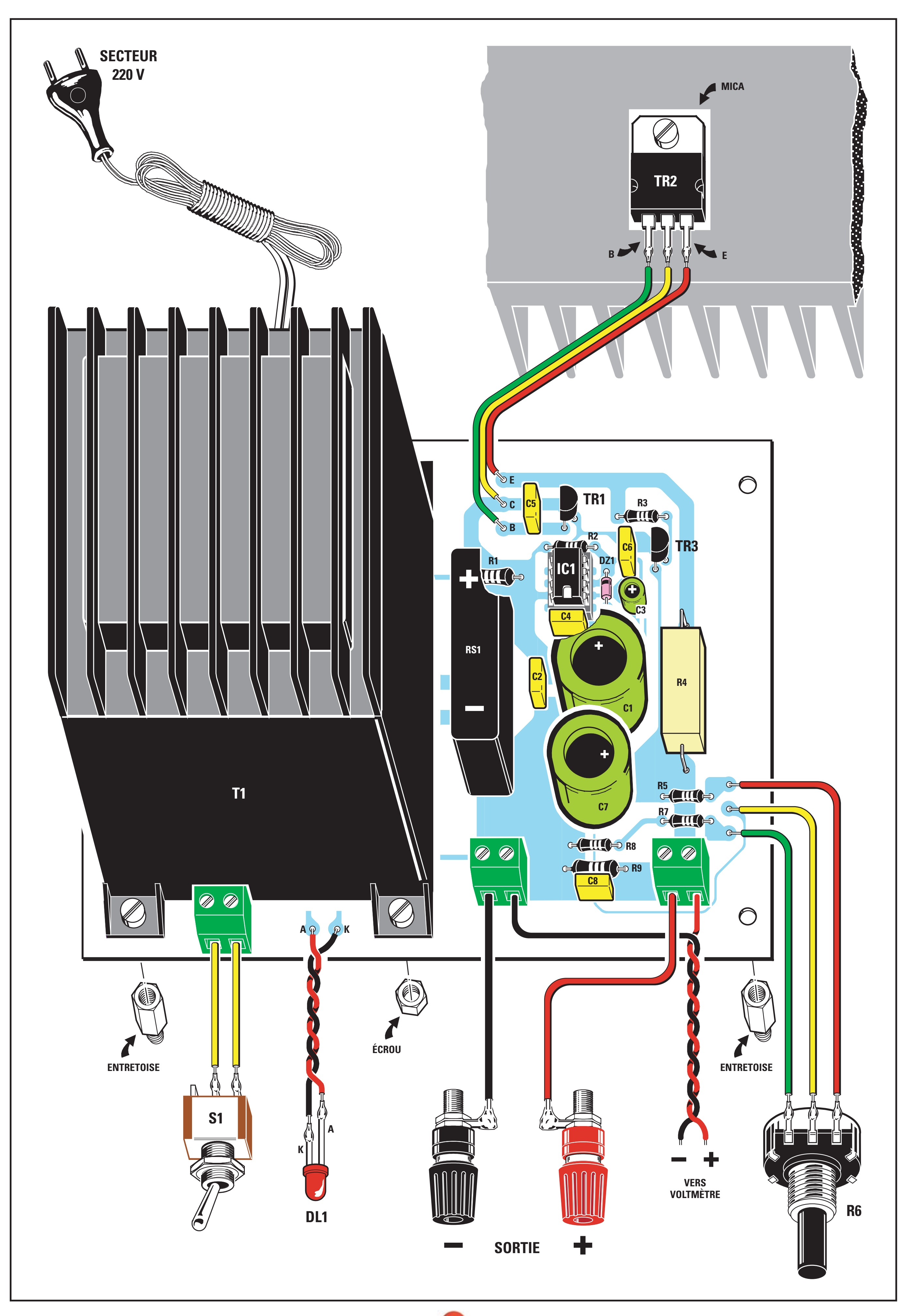
Le condensateur C5 empêche les deux transistors TR1 et TR2 d’entrer en auto-oscillation.

Dans cette alimentation, nous avons, bien sûr, également inséré une protection contre les courts-circuits. Elle est composée de la résistance R4 de 0,27 ohm et du transistor TR3 qui permet de retirer la tension des bornes de sortie lorsque le courant que l’on prélève dépasse la valeur de 2,5 ampères.

Pour faire varier la tension de sortie d’une valeur minimale de 5 volts jusqu’à une valeur maximale de 22 volts, on devra seulement tourner le curseur du potentiomètre R6.

Si l’on tourne le curseur du potentiomètre vers les résistances R7 et R8 de 1 200 ohms, on obtiendra en sortie une tension de 22 volts et si au contraire, on le tourne vers la résistance R5 de 1 000 ohms, on obtiendra en sortie une tension de 5 volts.

Sur les broches de sortie de cette alimentation, on trouve encore une fois un condensateur électrolytique de 220 µF relié en parallèle à un condensateur polyester de 100 000 pF soit 0,1 µF (voir C7 et C8).



SECTEUR
220 V
MICA
TR2
B
E
T1
E
C
B
C5
TR1
R3
R2
C6
TR3
R1
IC1
DZ1
C3
C4
RS1
C2
R4
C1
C7
R5
R7
R8
R9
C8
A
K
ENTRETOISE
ÉCROU
ENTRETOISE
S1
A
K
DL1
– +
VERS
VOLTMÈTRE
R6
SORTIE

Figure 24b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de l'alimentation.

La résistance R9 de 2 200 ohms 1/2 watt reliée en parallèle à ces deux condensateurs, sert à les décharger chaque fois que l'alimentation s'éteint, ou bien lorsque l'on passe d'une tension supérieure à une tension inférieure.

Pour connaître la tension présente sur les douilles de sortie, il suffit d'insérer, comme nous l'avons fait, un voltmètre de 30 volts à fond d'échelle.

La réalisation pratique

Tous les composants nécessaires à la réalisation de cette alimentation trouvent leur place sur le circuit imprimé de la figure 24b.

◀ Figure 24a : Schéma d'implantation de l'alimentation. Avant de fixer le transistor de puissance TR2 sur le radiateur de refroidissement, nous vous conseillons de regarder les figures 29 et 30.

Liste des composants

R1	=	2,2 kΩ 1/2 W	RS1	=	Pont redres. 80 V 3 A.
R2	=	3,3 kΩ	DL1	=	LED
R3	=	1 kΩ	DZ1	=	Zener 4,3 V 1/2 W
R4	=	0,27 Ω 3 W	TR1	=	NPN BC547
R5	=	1 kΩ	TR2	=	NPN TIP33
R6	=	4,7 kΩ pot. lin.	TR3	=	NPN BC547
R7	=	560 Ω	IC1	=	Intégré LS141
R8	=	1 kΩ	T1	=	Transfo. 50 W (T050.03) sec. 21 V 2,5 A
R9	=	2,2 kΩ 1/2 W	S1	=	Interrupteur
C1	=	2 200 µF électrolytique	Voltmètre	=	30 V
C2	=	100 nF polyester			
C3	=	100 µF électrolytique			
C4	=	100 nF polyester			
C5	=	3,3 nF polyester			
C6	=	3,3 nF polyester			
C7	=	220 µF électrolytique			
C8	=	100 nF polyester			

Sauf indication contraire, les résistances sont des 1/4 W à 5 %.

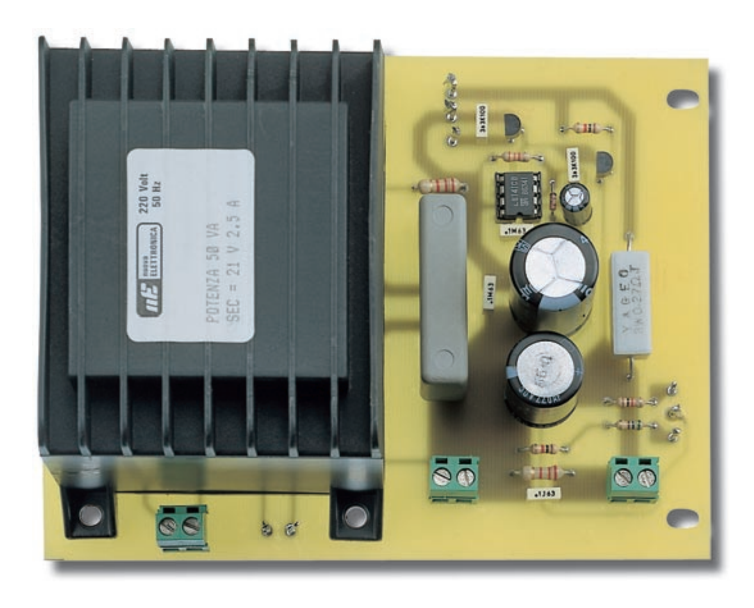


Figure 25 : Sur cette photo, vous pouvez voir le circuit imprimé, une fois tous les composants montés. Nous vous conseillons de maintenir la résistance bobinée R4 à une distance d'un à deux millimètres du circuit imprimé.

Figure 26 : Le circuit imprimé devra être fixé sur la partie perforée du coffret à l'aide d'entretoises métalliques. Vous fixerez le voltmètre sur la face avant, ainsi que la diode LED, les borniers de sortie et le potentiomètre R6 nécessaire pour régler la tension.

Sur la figure 24a, vous pouvez voir le schéma d'implantation et sur la figure 25, la photo de l'alimentation une fois le montage terminé.

Vous pouvez commencer par monter le support du circuit intégré IC1 puis, après en avoir soudé les 8 broches sur les pistes en cuivre du circuit imprimé, insérer les quelques résistances ainsi que les condensateurs polyester.

Sur la droite du support de IC1, insérez la diode zener DZ1, en vérifiant que sa bague soit bien dirigée vers le haut.

Après ces composants, vous pouvez insérer les condensateurs électrolytiques en respectant la polarité +/– des deux broches.

La broche la plus longue est toujours le positif et donc, elle doit toujours être insérée dans le trou indiqué par le signe "+".

Insérez ensuite, sans trop en raccourcir les broches, les transistors TR1 et TR3 dans les emplacements prévus à cet effet, en dirigeant la partie plate de leurs corps vers le transformateur T1.

Vous devez également insérer sur le circuit imprimé les quatre borniers à 2 pôles (celui utilisé pour relier le cordon de la prise secteur 220 volts n'est pas visible sur le dessin de la figure 24a car recouvert par T1).

Sur la droite du transformateur T1, insérez le pont redresseur RS1, en dirigeant la partie marquée d'un signe "+" vers le haut.

Dans les trous de sortie E, C et B de TR2, dans les trous pour les trois fils de R6 et dans les deux trous A et K de DL1, insérez et soudez des picots qui vous permettront de raccorder les fils sans devoir retourner le circuit imprimé.

Pour finir, vous devez fixer le transformateur T1 sur le circuit imprimé. Les vis de droite sont bloquées avec des écrous, celles de gauche avec des entretoises.

Les deux trous de droite du circuit imprimé sont également équipés d'entretoises. Elles serviront à maintenir à distance le circuit du fond du coffret métallique.

Une fois le transformateur fixé, installez le circuit intégré IC1 dans son support, en dirigeant son repère-détrompeur en

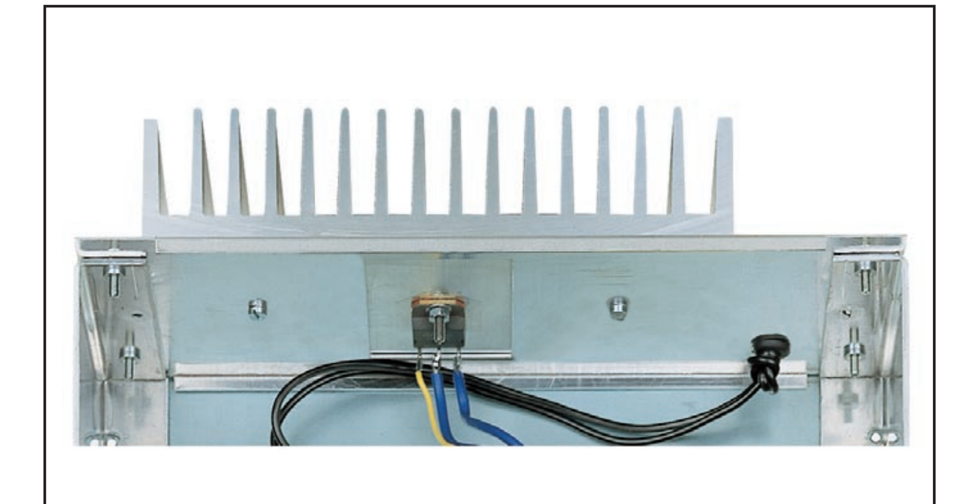


Figure 27 : Le transistor TR2 devra être fixé sur le radiateur de refroidissement placé sur le fond du coffret.

forme de U vers le condensateur polyester C4.

Lorsque vous insérez ce circuit intégré dans son support, assurez-vous que toutes les pattes entrent parfaitement dans les trous de ce dernier, car si une seule d'entre elles se replie vers l'extérieur, le circuit ne fonctionnera pas.

Si les pattes de ce circuit intégré s'avèrent être trop écartées par rapport au support, nous vous rappelons que, pour remédier à cet inconvénient, il suffit d'appuyer les deux côtés du circuit intégré sur le rebord d'une table.

Vous pouvez dès lors prendre le radiateur pour y fixer le transistor de puissance TR2.

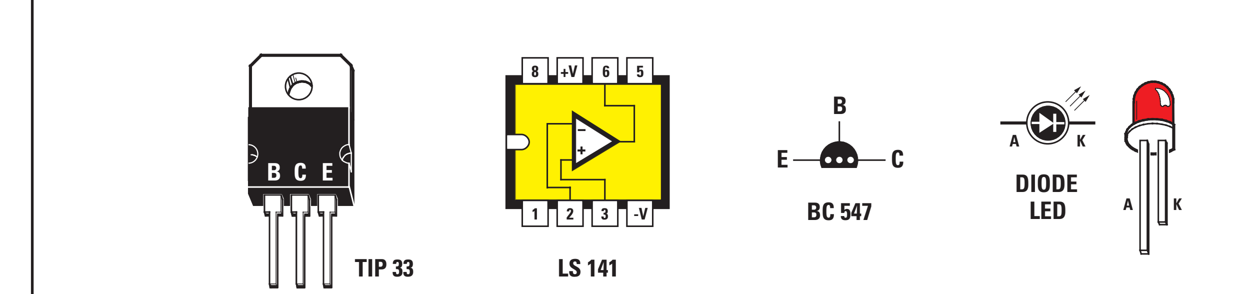


Figure 28 : Brochage, vu de dessus du transistor TIP33 (TR2) et du circuit intégré LS141 (IC1) Brochage, vu de dessous des BC547 (TR1 et TR3). La broche la plus longue, "A" de la diode LED doit être reliée à R1 et la broche la plus courte, "K" à la masse.

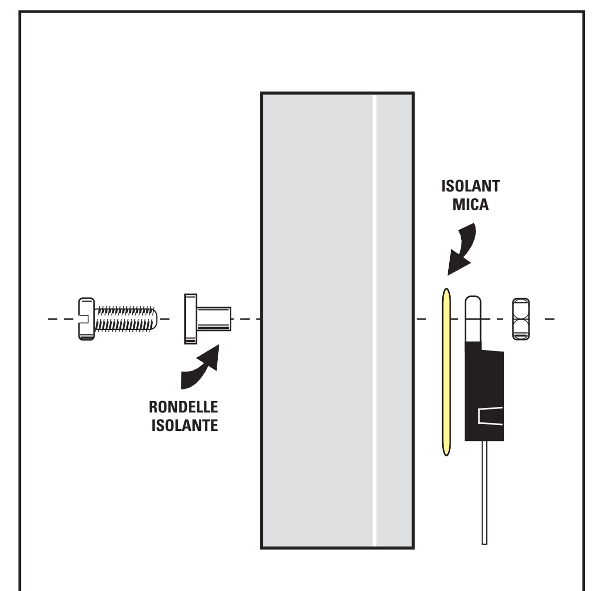


Figure 29 : Vous devrez placer l'isolant en mica entre le côté métallique du corps du transistor TR2 et le radiateur. La rondelle de plastique devra être insérée sur le corps de la vis de fixation. Si vous n'isolez pas cette vis à l'aide de la rondelle ou si vous oubliez le mica, vous provoquerez un court-circuit.

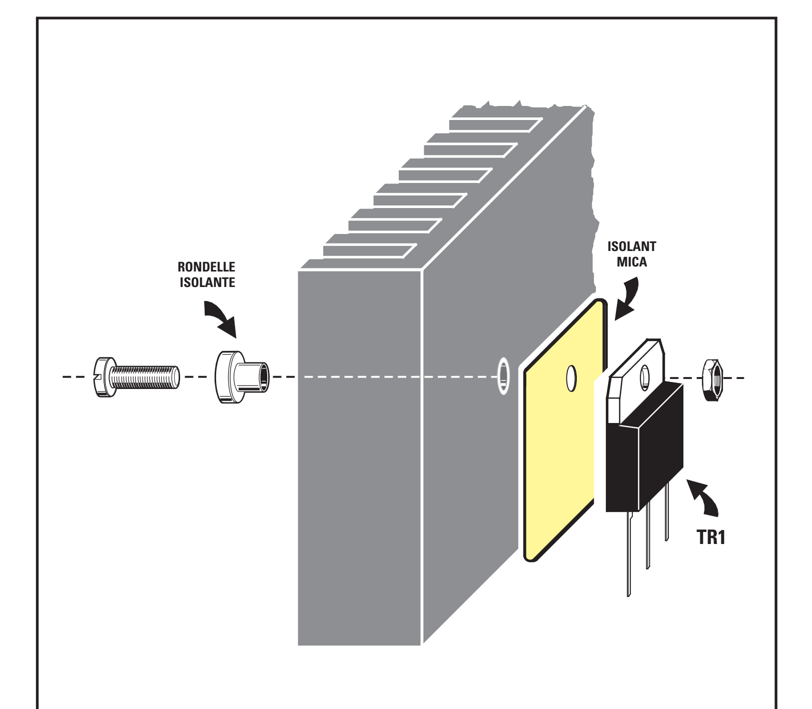


Figure 30 : Sur ce dessin en perspective, vous pouvez mieux voir où vous devrez placer l'isolant mica ainsi que la rondelle de plastique sur la vis.

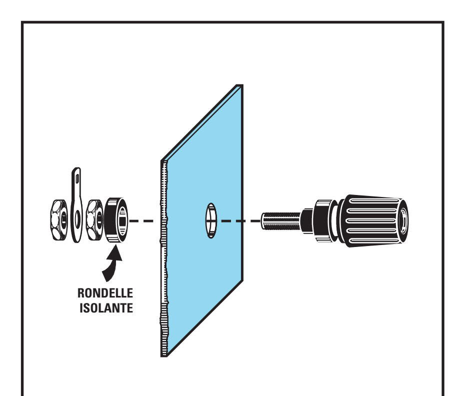


Figure 31 : Avant de fixer les deux bornes de sortie sur la façade du coffret, vous devrez retirer de leur corps la rondelle de plastique. Après avoir inséré chaque borne dans son trou, remontez l'ensemble comme sur cette illustration.

Important : Comme le corps métallique de ce transistor doit être isolé du métal du radiateur, vous devrez insérer, avant de le fixer, un isolant mica. N'oubliez pas la rondelle isolante, à monter du côté de l'écrou. Les figures 29 et 30 sont parfaitement explicites.

Si vous oubliez de placer le mica ainsi que la rondelle isolante, la tension positive sera court-circuitée à masse.

Dans ces conditions, si vous laissez allumée l'alimentation pendant plusieurs minutes, le pont redresseur RS1 grillera en premier, suivi du transformateur T1.

C'est la raison pour laquelle, avant de relier les trois fils aux broches B, C et E, contrôlez, à l'aide d'un multimètre en position "ohm", que le corps métallique du transistor est bien isolé du métal du radiateur de refroidissement.

Une fois constaté que tout est normal, soudez trois fils de cuivre gainé de plastique sur les broches B, C et E du transistor.

Faites également très attention à ne pas inverser les fils B, C et E lorsque vous les souderez sur les broches à picots qui se trouvent sur le circuit imprimé.

Comme vous pouvez le voir sur la figure 22, doivent être montés sur la face avant : les bornes rouge et noire, afin de prélever la tension en sortie, le potentiomètre R6 pour faire varier la tension de sortie, l'interrupteur de mise sous tensions S1, la diode LED DL1 et, pour finir, le voltmètre.

Sur la face arrière, vous devez fixer le radiateur de refroidissement muni du transistor de puissance TR2 (voir figure 27).

Lorsque vous insérez les bornes rouge et noir sur le panneau avant, vous devrez retirer leurs écrous ainsi que leurs rondelles isolantes et comme nous l'avons illustré sur la figure 31, vous devrez insérer dans le trou du panneau avant le corps du bornier et derrière, la rondelle isolante en fixant, pour finir, le tout à l'aide des deux écrous.

Lorsque vous relierez les deux fils nécessaires à alimenter la diode LED DL1 qui partent des broches A et K, vous devrez respecter leur polarité car, dans le cas contraire, la diode LED ne s'allumera pas. Le fil K doit être relié à la broche la plus courte de la diode LED et le fil A, à la broche la plus longue.

Comme vous pouvez le voir sur le schéma d'implantation de la figure 24, le fil à relier à la borne noire du négatif ainsi qu'à la borne "–" du voltmètre part du bornier placé à côté du transformateur T1, tandis que le fil à relier à la borne rouge du positif ainsi qu'à la broche "+" du voltmètre, part du bornier placé sur la droite du circuit imprimé.

Signalons qu'en prélevant un courant maximal de 2 ampères pendant plus d'une heure sur cette alimentation, le radiateur de refroidissement chauffera à tel point qu'il deviendra impossible d'y poser la main.

Cela ne doit pas vous inquiéter car c'est tout à fait normal, d'autant qu'avec une valeur de tension de 5 ou 6 volts, la température du radiateur de refroidissement augmentera encore davantage !

Pour permettre à l'air ambiant de refroidir le radiateur, laissez votre alimentation libre, ne posez pas de documents dessus et ne la couvrez pas avec un autre appareil.

◆ ***G. M.***

NOTES

Apprendre l'électronique en partant de zéro

En plus des circuits intégrés référencés "78xx" et "79xx", il en existe également deux autres, référencés LM317 et LM337, toujours munis de 3 pattes, qui, à la différence des premiers, permettent d'obtenir en sortie des tensions variables positives pour le premier ou négatives pour le second.

Nous en parlerons dans la seconde partie de cette leçon.

Enfin, dans la troisième partie, nous vous présenterons une alimentation double en mesure de fournir en sortie des tensions de 5 + 5, 9 + 9, 12 + 12 et 15 + 15 volts avec un courant maximal de 1,2 ampère.

Les alimentations

Dans la leçon précédente, nous vous avons expliqué comment monter et faire fonctionner une alimentation stabilisée munie de transistors.

Dans celle-ci, nous vous proposons de découvrir des circuits intégrés stabilisateurs munis de 3 pattes seulement.

Ils ont les mêmes dimensions et le même aspect qu'un transistor en boîtier TO3 pour la faible puissance et qu'un transistor en boîtier TO220 pour la forte puissance.

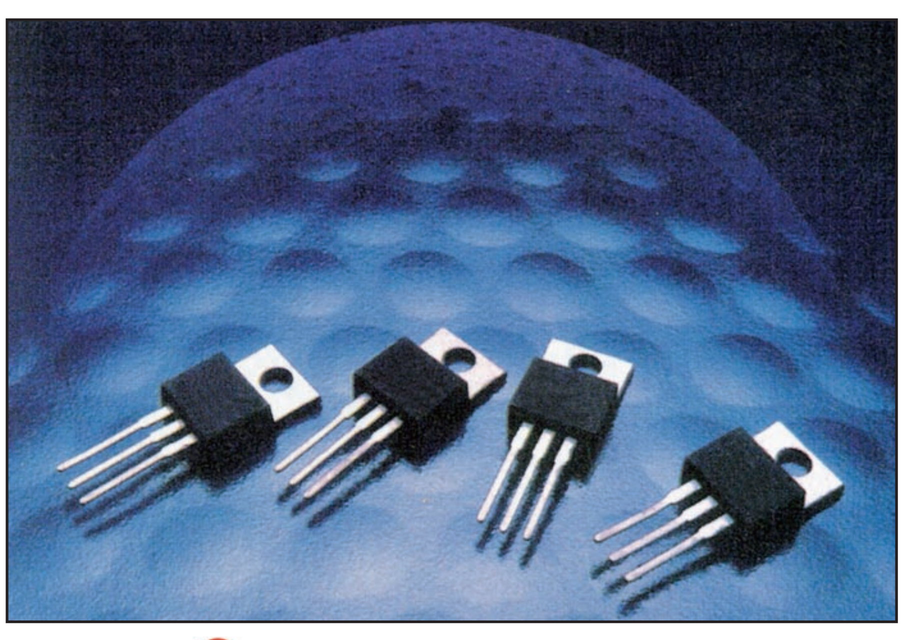
Ils permettent d'obtenir en sortie des tensions stabilisées positives si l'on utilise des circuits intégrés dont la référence commence par "78" ou bien des tensions stabilisées négatives si la référence des circuits intégrés commence par "79".

Les circuits intégrés stabilisateurs fixes de tension

Depuis déjà longtemps, il existe des circuits intégrés munis de 3 pattes en mesure de fournir en sortie des tensions stabilisées positives ou négatives sur des valeurs fixes de 5, 8, 12, 15, 18, et 24 volts.

Les régulateurs intégrés de mêmes dimensions qu'un transistor de puissance (voir figures 32 et 33) sont en mesure de débiter un courant maximal de 1 ampère, à condition que leur corps soit fixé sur un radiateur de refroidissement.

Si ce n'est pas le cas, il ne sera pas possible de prélever plus de 0,5 ou



0,6 ampère car, dès que leur corps dépassera la température maximale autorisée par le fabricant, la protection thermique interne s'activera et limitera le courant de sortie.

Tous les circuits intégrés qui commencent par les chiffres "78" stabilisent uniquement les tensions positives, comme on peut le voir dans le tableau 1.

Tous les circuits intégrés qui commencent par les chiffres "79" stabilisent uniquement les tensions négatives, comme on peut le voir dans le tableau 2. Les circuits intégrés de mêmes dimensions qu'un petit transistor (voir les figures 34 et 35) sont en mesure de débiter un courant maximal de 0,1 ampère.

Tous les circuits intégrés qui commencent par "78L" stabilisent uniquement

Tableau 1 : Régulateurs intégrés positifs série 78xx

Référence	Tension/courant de sortie
7805	5 volts 1 ampère
7808	8 volts 1 ampère
7812	12 volts 1 ampère
7815	15 volts 1 ampère
7818	18 volts 1 ampère
7824	24 volts 1 ampère

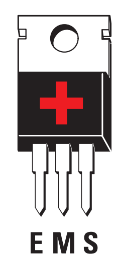


Figure 32 : Les circuits intégrés dont la référence commence par "78" servent à stabiliser des tensions positives.

Les lettres qui précèdent ces chiffres, "µa", "LM" ou "MC" par exemple, indiquent le constructeur et les deux chiffres qui suivent les deux premiers, par exemple 05 ou 12, indiquent la valeur de tension que le circuit intégré stabilise.

Dans les schémas, la lettre "E" signifie "Entrée", la lettre "M" indique la "Masse" et le "S" la "Sortie".

Tableau 2 : Régulateurs intégrés négatifs série 79xx

Référence	Tension/courant de sortie
7905	5 volts 1 ampère
7908	8 volts 1 ampère
7912	12 volts 1 ampère
7915	15 volts 1 ampère
7918	18 volts 1 ampère
7924	24 volts 1 ampère

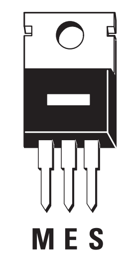


Figure 33 : Les circuits intégrés dont la référence commence par "79" servent à stabiliser des tensions négatives.

Sur ces circuits intégrés, on peut également trouver les lettres "µA", "LM" ou "MC" avant le "79" et à sa droite, la valeur de tension que le circuit intégré stabilise.

Les broches des circuits intégrés "79xx" sont disposées selon l'ordre suivant, "M", "E" et "S", c'est-à-dire un ordre complètement différent de celui des circuits intégrés référencés "78" (voir figure 32).

Tableau 3 : Régulateurs intégrés positifs série 78Lxx

Référence	Tension/courant de sortie
78L05	5 volts 0,1 ampère
78L08	8 volts 0,1 ampère
78L12	12 volts 0,1 ampère
78L15	15 volts 0,1 ampère
78L18	18 volts 0,1 ampère
78L24	24 volts 0,1 ampère

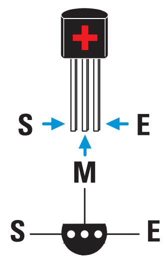


Figure 34 : Les circuits intégrés dont la référence commence par "78L" servent à stabiliser des tensions positives.

Contrairement aux circuits intégrés référencés "78xx" qui peuvent débiter un courant maximal de 1 ampère (voir figure 32), les "78Lxx" ne peuvent débiter qu'un courant maximal de 0,1 ampère.

En bas, les pattes "S", "M" et "E" sont vues du dessous, c'est-à-dire du côté d'où elles sortent du corps.

Tableau 4 : Régulateurs intégrés négatifs série 79Lxx

Référence	Tension/courant de sortie
79L05	5 volts 0,1 ampère
79L08	8 volts 0,1 ampère
79L12	12 volts 0,1 ampère
79L15	15 volts 0,1 ampère
79L18	18 volts 0,1 ampère
79L24	24 volts 0,1 ampère

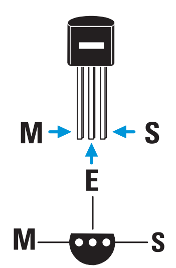


Figure 35 : Les circuits intégrés dont la référence commence par "79L" servent à stabiliser des tensions négatives.

Contrairement aux circuits intégrés référencés "79xx" qui peuvent débiter un courant maximal de 1 ampère (voir figure 33), les "79Lxx" ne peuvent débiter qu'un courant maximal de 0,1 ampère.

En bas, les pattes "M", "E "et "S" sont vues du dessous, c'est-à-dire du côté d'où elles sortent du corps.

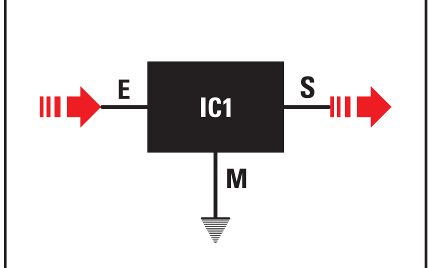


Figure 36 : Tous les circuits intégrés stabilisateurs, que ce soient les positifs ou bien les négatifs, sont toujours dessinés dans les schémas électriques à l'aide d'un rectangle du corps duquel sortent les trois broches "E", "M" et "S".

La broche "M" des circuits intégrés référencés "78xx" est électriquement reliée à l'ailette métallique du corps, tandis que pour les circuits intégrés référencés "79xx", c'est la broche "E" qui est reliée à l'ailette métallique.

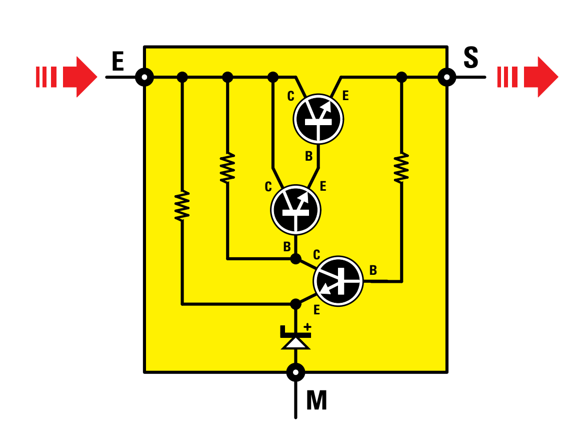


Figure 37 : Ce schéma simplifié sert à vous faire comprendre comment fonctionnent ces circuits intégrés stabilisateurs à tension fixe. Ce schéma est semblable à celui de la figure 17 de la leçon 29.

les tensions positives, comme on peut le voir dans le tableau 3.

Tous les circuits intégrés qui commencent par "79L" stabilisent uniquement les tensions négatives, comme on peut le voir dans le tableau 4. Bien que leurs dimensions soient assez réduites, ces deux stabilisateurs contiennent un circuit électrique complexe composé de 18 transistors, 22 résistances et 3 diodes zener.

Pour comprendre dans les grandes lignes le fonctionnement de ces stabilisateurs, nous en avons reproduit un schéma particulièrement simplifié sur la figure 37, composé de trois transistors et d'une diode zener.

La tension à stabiliser est appliquée sur la patte "E" (entrée), la tension stabilisée est prélevée sur la patte "S" (sortie), tandis que la dernière, la patte "M", est reliée à la masse.

La tension d'entrée

Dans la leçon 29, nous avions mentionné le fait que la tension à appliquer sur l'entrée d'un circuit stabilisateur devait être 1,4 fois supérieure à la tension à stabiliser.

Si cela s'applique également pour les circuits intégrés régulateurs 12, 15, 18 et 24 volts, ce n'est pas le cas pour ceux de 5 ou 8 volts.

En ce qui concerne les circuits intégrés stabilisateurs de 5 volts, la tension à

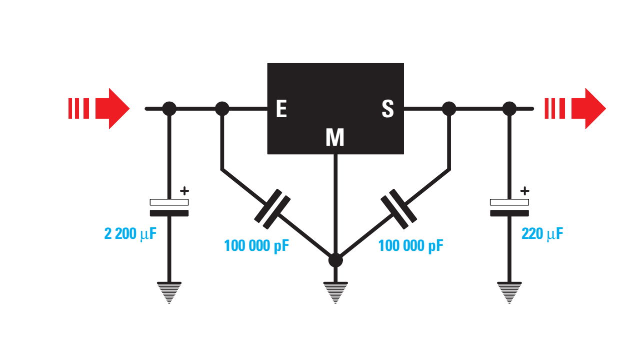


Figure 38 : La capacité du condensateur électrolytique à appliquer sur la broche "E" se calcule grâce à la formule indiquée dans le texte. Il serait préférable, entre les broches "E" et "S" et la "M" de toujours relier deux condensateurs polyesters de 100 000 pF (100 nF).

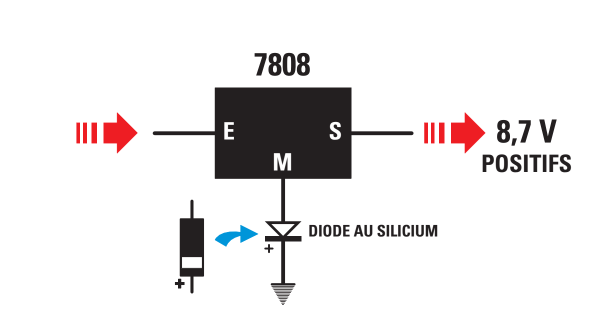


Figure 39 : Si l'on prend un circuit intégré µa7808 qui fournit 8 volts positifs en sortie et que l'on relie, entre la broche "M" et la masse, une diode silicium, en dirigeant sa cathode (+) vers la masse, on prélèvera en sortie une tension stabilisée de 8,7 volts.

appliquer sur l'entrée ne doit pas être inférieure à 9 volts.

En ce qui concerne les circuits intégrés stabilisateurs de 8 volts, la tension à appliquer sur l'entrée ne doit pas être inférieure à 12 volts.

La tolérance sur les tensions de sortie

Signalons que tous les circuits intégrés stabilisateurs, comme tous les autres composants électroniques, ont leur propre tolérance.

En ce qui concerne le circuit intégré 7805 ou 78L05, qui, en théorie, devrait fournir en sortie une tension stabilisée de 5 volts, ne vous étonnez pas si vous prélevez sur sa patte "S" une tension de 4,9 volts ou bien de 5,1 volts.

En ce qui concerne le circuit intégré 7812 ou 78L12, qui en théorie devrait fournir en sortie une tension stabilisée de 12 volts, ne vous étonnez pas si vous prélevez sur sa patte "S" une tension comprise entre 11,8 et 12,2 volts.

Le condensateur d'entrée et de sortie

Pour calculer la capacité du condensateur électrolytique à appliquer après le pont redresseur, on peut utiliser les mêmes formules que celles reportées dans la leçon 29.

Donc, si l'on a un circuit intégré stabilisateur en mesure de débiter un courant de 1 ampère et que l'on applique sur sa patte "E" une tension continue de 10 volts, on devra utiliser un condensateur électrolytique d'une capacité d'au moins :

microfarads =
20 000 : (volts : ampères)

On utilisera donc une capacité de :

20 000 : (10 : 1)
= 2 000 microfarads

Si on utilise un circuit intégré stabilisateur en mesure de débiter un courant de 1 ampère et que l'on applique sur sa patte "E" une tension continue de 15 volts, on devra utiliser un condensateur électrolytique d'une capacité d'au moins :

20 000 : (15 : 1)
= 1 333 microfarads

Etant donné que cette valeur, tout comme la précédente, n'est pas une valeur standard, on pourra utiliser dans les deux cas une capacité de 2 200

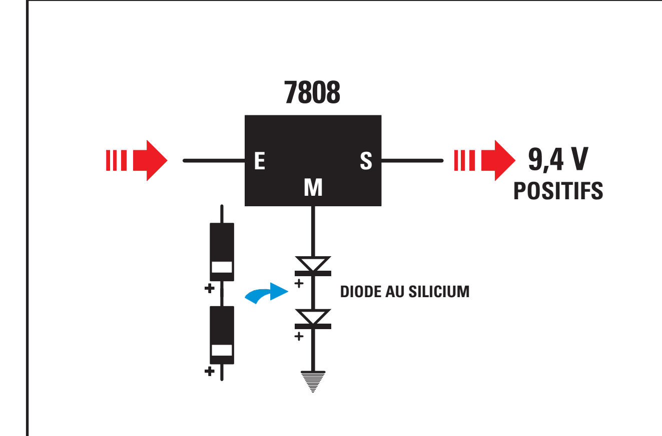


Figure 40 : Si on relie à la broche "M" ainsi qu'à la masse du circuit intégré µa7808 deux diodes au silicium, en dirigeant leurs cathodes (+) vers la masse, on prélèvera alors en sortie une tension de 9,4 volts.

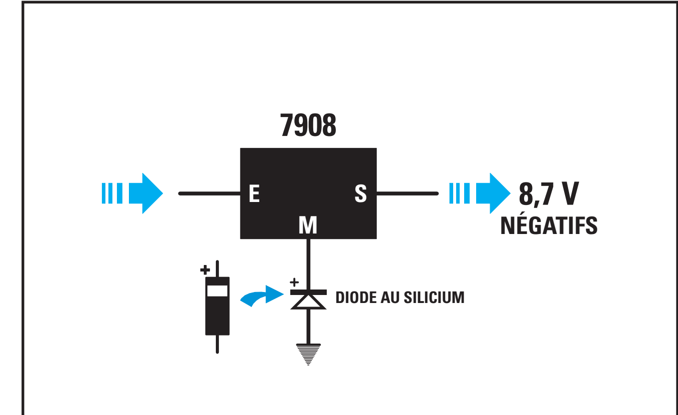


Figure 41 : Si on relie entre la broche "M" et la masse du circuit intégré µa7908 fournissant 8 volts négatifs en sortie, une diode au silicium en dirigeant sa cathode (+) vers la broche "M", on prélèvera alors en sortie une tension de 8,7 volts.

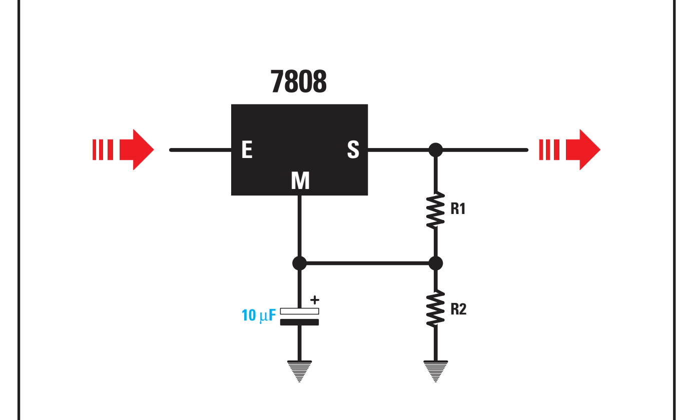


Figure 42a : Plutôt que d'utiliser une ou deux diodes au silicium pour augmenter la valeur de la tension de sortie, on pourrait utiliser deux résistances R1 et R2. Pour calculer la valeur de R1 et R2, on utilisera les formules indiquées sur le tableau de la figure 42b.

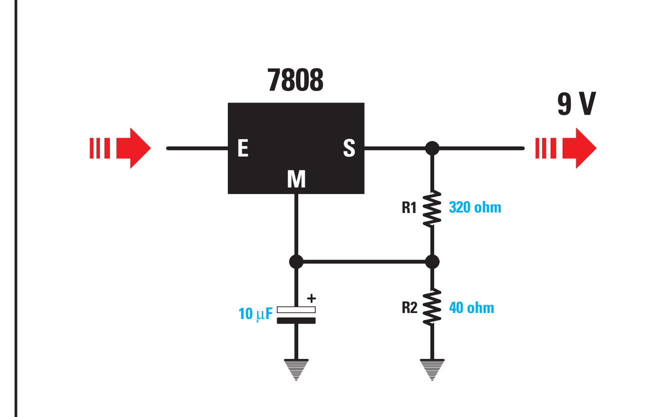


Figure 43 : Si l'on applique sur la sortie d'un circuit intégré µa7808 une résistance de 320 ohms et une de 40 ohms, et que l'on relie la broche "M" à la jonction, on obtiendra en sortie une tension de 9 volts et non pas de 8 volts.

microfarads (dans ce cas précis, qui peut le plus peut le moins !).

On devra toujours relier en sortie un condensateur d'une capacité environ 10 fois inférieure à celle d'entrée, et donc, on pourra utiliser 220 microfarads, ou même 100 microfarads.

Il est conseillé d'appliquer sur l'entrée et sur la sortie un condensateur polyester de 100 000 picofarads, en reliant l'extrémité opposée le plus près possible de la patte "M" (voir figure 38).

R1 = volts régulateur : 0,025

R2 = (volts "S" – volts régulateur) : 0,025

volts "S" = [(R2 : R1) + 1] x volts régulateur

Figure 42b : Voici comment calculer la valeur de R1 et R2.

trouverez sur le tableau de la figure 42b :

- Le nombre 0,025 représente les ampères (correspondant à 25 milliampères) que l'on fera passer sur les deux résistances et sur la patte "M" du circuit intégré.

- volts régulateur est la tension du circuit intégré.

- volts "S" est la tension que l'on veut prélever sur la patte de sortie de ce circuit intégré.

Exemple :
Si l'on dispose d'un circuit intégré 7808 de 8 volts, on voudra connaître les valeurs des résistances à utiliser pour R1 et R2 afin de pouvoir prélever 9 volts en sortie.

Pour augmenter la tension de sortie

Les circuits intégrés stabilisateurs nommés ci-dessus fournissent en sortie des valeurs standard de 5, 8, 12, 15, 18 et 24 volts, donc, si l'on veut obtenir en sortie une tension stabilisée de 9 volts, ou bien de 13 volts, on ne trouvera aucun circuit intégré en mesure de nous la fournir.

Nous allons donc vous expliquer comment il est possible de prélever sur un circuit intégré une tension supérieure à celle qu'il peut théoriquement fournir, sans pour autant utiliser un régulateur spécialisé.

Si l'on a un circuit intégré de type 7808 (qui fournit 8 volts en sortie) et que l'on applique une diode silicium entre la patte "M" et la masse (voir figure 39), on obtiendra en sortie une tension de 8 + 0,7 = 8,7 volts.

Si l'on applique deux diodes silicium entre la patte "M" et la masse (voir figure 40), on obtiendra en sortie une tension de 8 + 0,7 + 0,7 = 9,4 volts.

Si l'on souhaite obtenir en sortie une tension exacte de 9 volts, on devra appliquer un pont diviseur résistif entre la patte U et la masse, en reliant la patte "M" sur la jonction des deux résistances R1 et R2, comme sur la figure 42a.

Pour calculer la valeur des deux résistances R1 et R2, on peut utiliser les deux formules très simples que vous

Solution :
Etant donné que l'on connaît la valeur du circuit intégré, c'est-à-dire 8 volts, on commencera par calculer la valeur de la résistance R1 :

8 : 0,025 = 320 ohms

Dans un deuxième temps, on calculera la valeur de la résistance R2, en soustrayant les 8 volts du circuit intégré aux 9 volts que l'on veut obtenir en sortie et en divisant le résultat par 0,025 :

(9 – 8) : 0,025 = 40 ohms

Pour connaître la valeur de la tension que l'on prélèvera de la patte de sortie (voir figure 43) à l'aide de ces

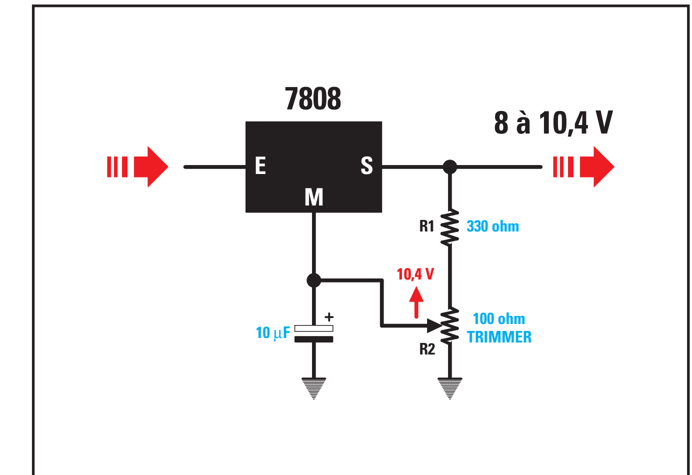


Figure 44 : Si on remplace la résistance R2 de 40 ohms par un trimmer de 100 ohms, en réglant le curseur, on pourra faire varier la tension de sortie d'une valeur minimale de 8 volts jusqu'à une valeur maximale de 10,4 volts.

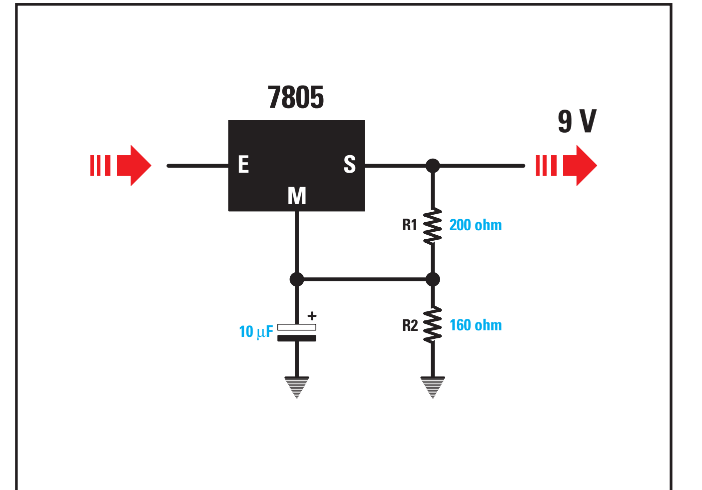


Figure 45 : Si l'on applique sur la sortie d'un circuit intégré µa7805 une résistance de 200 ohms et une de 160 ohms, et que l'on relie la broche "M" à la jonction, on obtiendra en sortie une tension de 9 volts et non pas de 5 volts.

deux valeurs de résistance, on devra utiliser cette formule :

volts sortie =
[(R2 : R1) + 1]
x volts circuit intégré

En insérant nos données, on obtiendra :

[(40 : 320) + 1] x 8 = 9 volts

Pour peu que vous soyez un tant soit peu doué en mathématiques, vous aurez déjà compris qu'il vous faudra procéder de la façon suivante :

40 : 320 = 0,125

0,125 + 1 = 1,125

1,125 x 8 = 9 volts

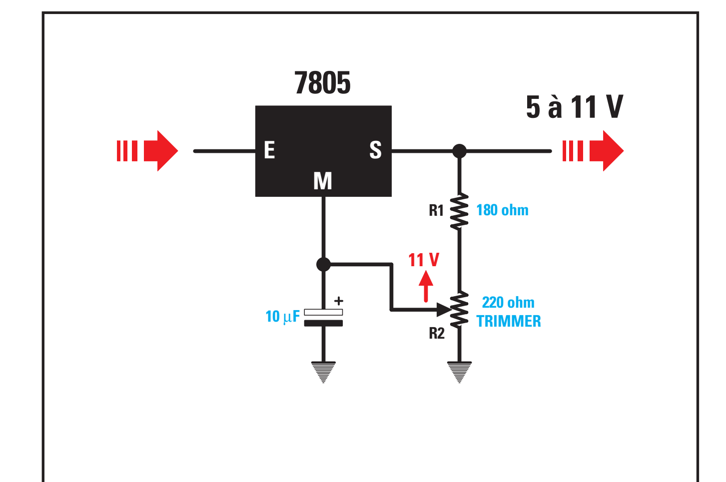


Figure 46 : Si on utilise, dans le schéma de la figure 45, une valeur de 180 ohms pour R1 et un trimmer de 220 ohms pour R2, en réglant le curseur du trimmer, on pourra faire varier la tension de sortie de 5 volts jusqu'à 11 volts.

Etant donné que les valeurs requises pour R1 et R2 ne sont pas des valeurs standards, on pourra choisir une résistance de 330 ohms pour R1 et un petit trimmer de 100 ohms pour R2 (voir figure 44).

Si l'on tourne le curseur du trimmer vers la masse, la résistance R1 aura une valeur de :

330 + 100 = 430 ohms

tandis que la résistance R2 aura une valeur de 0 ohm, et que l'on prélèvera donc en sortie une tension de :

[(0 : 430) + 1] x 8 = 8 volts

Si l'on tourne le curseur du trimmer vers la résistance R1 de 330 ohms, on prélèvera en sortie une valeur de :

[(100 : 330) + 1] x 8 = 10,4 volts

Si l'on tourne le curseur du trimmer R2 jusqu'à environ mi-course, on obtiendra les 9 volts requis.

Exemple :
Si l'on dispose d'un circuit intégré 7805 de 5 volts, on voudra connaître les valeurs de résistance à utiliser pour R1 et R2 afin de pouvoir obtenir 9 volts en sortie.

Solution :
On commencera par calculer la valeur de la résistance R1 :

5 : 0,025 = 200 ohms

puis on calculera la valeur de la résistance R2 :

(9 – 5) : 0,025 = 160 ohms

Pour savoir quelle tension on prélèvera sur la sortie du circuit intégré avec ces deux valeurs de résistance (voir figure 45), on devra utiliser cette formule :

volts sortie =
[(R2 : R1) + 1]
x volts circuit intégré

En insérant nos données dans la formule, on obtiendra :

[(160 : 200) + 1] x 5
= 9 volts

On effectuera tout d'abord la division, puis la somme et enfin, la multiplication :

160 : 200 = 0,8

0,8 + 1 = 1,8

1,8 x 5 = 9 volts

Etant donné que les valeurs requises pour R1 et R2 ne sont pas des valeurs standards, on pourra choisir une résistance de 180 ohms pour R1 et un petit trimmer de 220 ohms pour R2 (voir figure 46).

Si l'on tourne le curseur du trimmer vers la masse, la résistance R1 aura une valeur de :

180 + 220 = 400 ohms

tandis que la résistance R2 aura une valeur de 0 ohm, et que l'on prélèvera

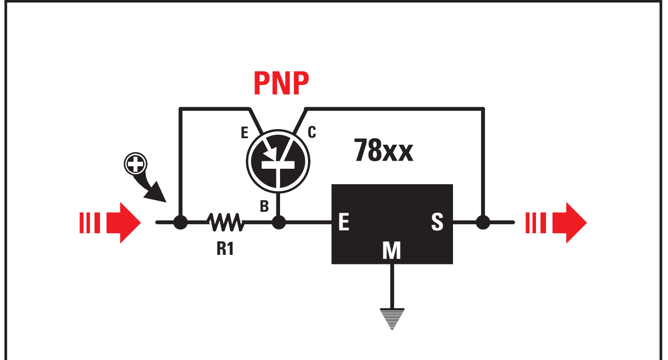


Figure 47 : Pour augmenter l'intensité disponible en sortie d'un circuit intégré positif de la série "78xx", on devra ajouter un transistor de puissance de type PNP.

Pour calculer la valeur de la résistance R1, voir le texte.

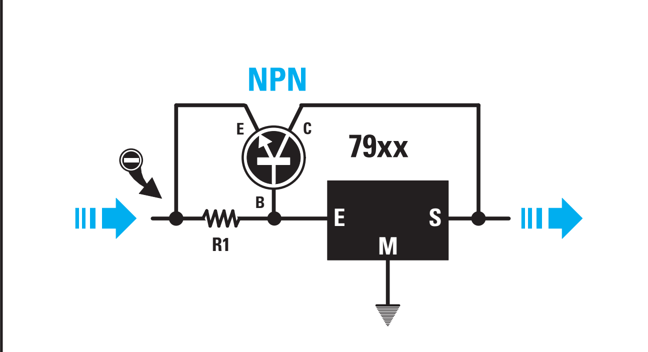


Figure 48 : Pour augmenter l'intensité disponible en sortie d'un circuit intégré négatif de la série "79xx", on devra ajouter un transistor de puissance de type NPN.

Pour calculer la valeur de la résistance R1, voir le texte.

donc en sortie une tension de :

[(0 : 400) + 1] x 5 = 5 volts

Si l'on tourne le curseur du trimmer vers la résistance R1 de 180 ohms, on prélèvera en sortie une valeur d'environ :

[(220 : 180) + 1] x 5 = 11,11 volts

Le curseur du trimmer de 220 ohms devra être tourné jusqu'à obtenir les 9 volts requis.

Pour augmenter l'intensité en sortie

Comme on peut le voir sur les tableaux 1 et 2, tous les circuits intégrés stabilisateurs de la série 78 et 79 réussissent à débiter un courant maximal de 1 ampère.

Si on veut obtenir en sortie un courant supérieur, par exemple 1,5, 2 ou 2,5 ampères, il faut relier sur ces circuits intégrés un transistor de puissance en mesure de débiter le courant requis.

Dans le cas d'un circuit intégré qui stabilise seulement les tensions positives, c'est-à-dire de la série 78xx, on devra utiliser un transistor de puissance PNP et modifier le schéma comme sur la figure 47.

Dans le cas d'un circuit intégré qui stabilise seulement les tensions négatives, c'est-à-dire de la série 79xx, on devra utiliser un transistor de puissance PNP et modifier le schéma comme sur la figure 48.

Signalons que le circuit intégré stabilisateur débite toujours son courant régulier et que la différence pour atteindre la valeur maximale requise est débitée par le transistor de puissance.

En pratique, il est toujours préférable de limiter le courant du circuit intégré 78xx ou 79xx à une valeur moyenne de 0,2 ampère et ensuite de fournir la différence requise à l'aide du transistor de puissance.

Pour que le transistor de puissance continue à débiter le courant lorsque celui-ci dépasse 0,2 ampère, il faut polariser sa base avec une résistance (voir R1 sur les figures 47 et 48), dont la valeur doit être calculée en fonction de la Hfe du transistor.

Note :
Dans la leçon 17, nous vous avons expliqué comment construire le LX.5014, non seulement pour vérifier si un transistor fonctionne ou s'il est défectueux, mais également pour connaître la valeur Hfe dont on a besoin, comme dans les cas qui nous occupent.

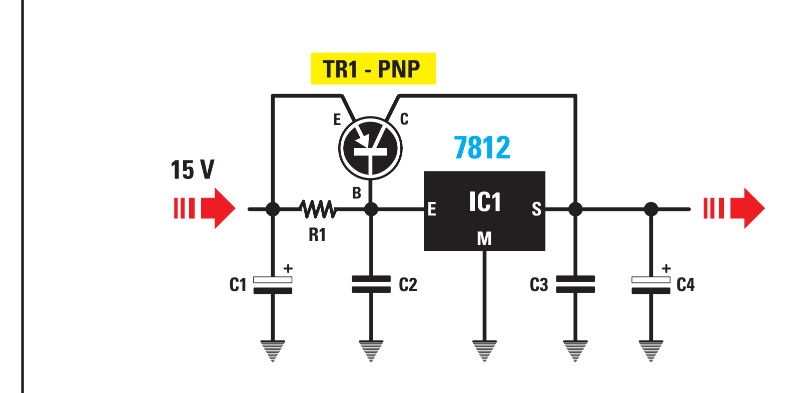


Figure 49 : Schéma synoptique d'une alimentation capable de débiter 12 volts sous 2 ampères.

R1	**=**	**1,61 Ω (2 x 3,3 Ω en //)**
C1	**=**	**4 700 µF électrolytique**
C2	**=**	**100 nF polyester**
C3	**=**	**100 nF polyester**
C4	**=**	**470 µF électrolytique**
IC1	**=**	**Régulateur µa7812**
TR1	**=**	**Transistor PNP type TIP34**

Calculer la valeur de la R1

Pour calculer la valeur de R1, la solution la plus simple est d'effectuer ces trois opérations :

1) Calculer le courant que la base du transistor TR1, indiquée par les lettres "Ib", doit débiter :

Ib = valeur ampères max. : Hfe

2) Calculer le courant que la résistance R1, indiquée par la référence "IR1", doit débiter :

IR1 = 0,2 – Ib

Note :
La valeur 0,2 est la valeur maximale de courant que l'on veut prélever sur le circuit intégré stabilisateur.

3) Calculer la valeur ohmique de la R1 à l'aide de cette simple formule :

R1 en ohms = 0,7 : IR1

Note :
La valeur 0,7 est la valeur de la tension minimale qu'il faut appliquer sur la base du transistor pour qu'il s'active.

Même si ces formules sont extrêmement simples, nous vous proposons deux exemples qui serviront à dissiper un quelconque doute éventuel.

Exemple :
On a besoin d'une tension stabilisée de 12 volts 2 ampères.

On sait donc déjà que si on utilise un circuit intégré 7812, on devra utiliser également un transistor de puissance de type PNP.

Si l'on veut que le circuit intégré 7812 débite un courant inférieur ou égal à 0,2 ampère et en admettant que l'on ait un transistor avec une Hfe de 30, on voudra connaître la valeur de R1.

Solution :
On devra commencer par calculer le courant débité par la Base du transistor de puissance :

2 ampères max. :
Hfe 30 = 0,0666 courant Ib

Une fois que l'on connaît la Ib de 0,0666 et étant donné que l'on veut faire débiter seulement 0,2 ampère au circuit intégré 7812, on calculera le courant que devra débiter la R1 :

0,2 – 0,0666 =
0,1334 ampère (valeur IR1)

Puisque l'on connaît la valeur que devra débiter la résistance R1, on pourra calculer sa valeur ohmique :

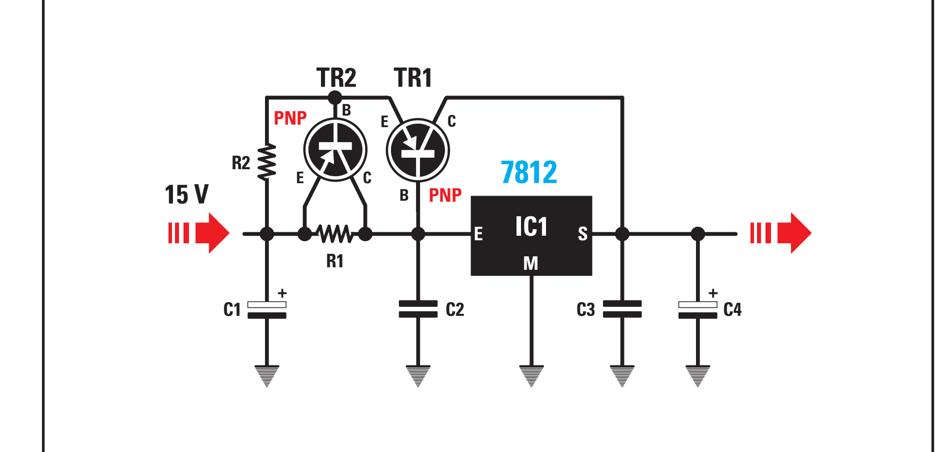


Figure 50 : Pour protéger la sortie du schéma de la figure 49 des courts-circuits, il faut utiliser deux transistors de puissance PNP identiques (voir TR1 et TR2).

Pour calculer les valeurs des résistances R1 et R2, voir le texte.

0,7 : 0,1334 = 5,247 ohms

valeur que l'on pourra arrondir à 5 ohms.

Etant donné que cette valeur n'est pas une valeur standard, pour l'obtenir, on pourra relier en parallèle deux résistances de 10 ohms ou bien trois résistances de 15 ohms.

Pour connaître la valeur de cette résistance en watts, on utilisera la formule suivante :

watts = (ampères x ampères) x ohms

Ces ampères sont ceux débités par la résistance R1 et non pas ceux prélevés en sortie du transistor TR1. On a donc besoin d'une résistance de :

(0,1334 x 0,1334) x 5 = 0,088 watt

On pourra donc utiliser des résistances de 1/4 de watt.

Important :
Le corps du circuit intégré stabilisateur et celui du transistor de puissance sont toujours fixés sur un radiateur de refroidissement afin de dissiper rapidement la chaleur générée.

Exemple :
On a besoin d'une tension stabilisée de 18 volts 1,5 ampère.

On utilisera donc un circuit intégré 7818, auquel on reliera un transistor de puissance de type PNP.

Etant donné que l'on a un transistor avec une Hfe de 45, et que l'on veut que le circuit intégré 7818 débite un courant de seulement 0,1 ampère, au lieu de 0,2, on voudra connaître la valeur de R1.

Solution :
On devra commencer par calculer le courant débité par la base du transistor de puissance :

1,5 ampère max. :
Hfe 45 = 0,0333 courant Ib

Une fois que l'on connaît le Ib de 0,0333 et étant donné que l'on veut faire débiter seulement 0,1 ampère au circuit intégré 7818, on calculera le courant que devra débiter la R1 :

0,1 – 0,0333 =
0,0667 ampère (valeur IR1)

Puisque l'on connaît la valeur que devra débiter la résistance R1, on pourra calculer sa valeur ohmique :

0,7 : 0,0667 = 10,49 ohms

Pour obtenir cette valeur, on pourra relier en parallèle deux résistances de 22 ohms.

De la théorie à la pratique

Il faut savoir que peu de concepteurs effectuent toutes ces opérations mathématiques pour trouver la valeur R1.

Ils savent bien que s'ils devaient se retrouver dans la position de devoir un jour changer le transistor utilisé pour le remplacer par un autre identique et provenant du même constructeur, la valeur de la Hfe serait toujours différente, c'est-à-dire 25, 30, 40, 45, etc.

Pour ne pas avoir à changer chaque fois la résistance R1, on choisit une valeur ohmique comprise entre 9 et 12 ohms.

De cette façon, même si l'on devait utiliser un transistor avec une Hfe différente, on prélèvera toujours un courant compris entre 0,1 et 0,3 ampère sur le circuit intégré stabilisateur et la différence sur le transistor de puissance.

Protection contre les courts-circuits

Une alimentation composée d'un circuit intégré 78xx et d'un transistor de puissance (voir figure 49) n'est pas protégée contre les courts-circuits.

Si les deux fils de sortie entrent en contact accidentellement, le transistor TR1 "sautera".

Pour protéger l'alimentation contre d'éventuels courts-circuits, il est nécessaire d'ajouter un second transistor (voir TR2 sur la figure 50), identique à TR1.

Etant donné que les deux transistors TR1 et TR2 doivent être fixés sur un seul radiateur de refroidissement, on devra isoler leur corps du métal par l'intermédiaire d'un mica isolant, sans oublier d'isoler également les vis de fixation par l'intermédiaire des rondelles.

Pour calculer la valeur de la résistance R2 à appliquer entre l'émetteur et la base du transistor TR2 (voir figure 50), on pourra utiliser cette formule :

R2 en ohms = 0,7 : ampères max.

Donc, pour activer la protection lorsque le courant dépasse 1,5 ampère, on choisira une R2 d'une valeur de :

0,7 : 1,5 = 0,466 ohm

que l'on pourra arrondir à 0,47 ohm.

Pour activer la protection lorsque le courant dépasse 2 ampères, on choisira une R2 d'une valeur de :

0,7 : 2 = 0,35 ohm

La résistance R2 doit être une résistance à fil et il est toujours préférable de la choisir d'environ 3 watts.

◆ *G. M.*

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les alimentations

Dans la première partie de cette leçon sur les régulateurs intégrés, nous vous avons expliqué le fonctionnement des 78xx pour les tensions positives et des 79xx pour les tensions négatives.

En plus de ces circuits intégrés régulateurs fixes de tension, il en existe également deux autres, référencés LM317 et LM337, toujours munis de 3 pattes, qui, à la différence des premiers, permettent d'obtenir en sortie des tensions variables positives, pour le premier, ou négatives, pour le second.

C'est de ces derniers que nous allons parler dans cette seconde partie.

Dans cette leçon, nous vous expliquerons également comment augmenter le courant de sortie et comment transformer une alimentation stabilisée en tension en une alimentation stabilisée en courant.

Circuits intégrés pour tensions variables

Outre les circuits intégrés de la série 78xx et 79xx, il en existe deux autres référencés LM317 et LM337, également munis de 3 pattes et qui permettent de faire varier la tension de sortie d'une valeur minimale jusqu'à une valeur maximale.

Le circuit intégré LM317 sert à stabiliser seulement les tensions positives (voir figure 51).

Le circuit intégré LM337 sert à stabiliser seulement les tensions négatives (voir figure 52).

La tension à stabiliser est, pour ces circuits intégrés aussi, appliquée sur la patte "E" (Entrée) et la tension stabilisée est prélevée sur la patte "S" (Sortie).

La troisième patte, n'est pas indiquée par la lettre "M" (Masse) mais par la lettre "V" qui signifie "Variation". Il arrive que sur certains schémas, le "V" soit remplacé par "R" (Réglage) ou par "ADJ" (Adjust - réglage en français).

Les caractéristiques de ces deux types de circuits intégrés sont les suivantes :

Tension maximale entrée/sortie	40 volts
Tension minimale sortie	1,25 volt
Courant maximal sortie	1,5 ampère
Puissance maximale	15 watts

LM 317



Figure 51 : Le circuit intégré LM317 sert à réaliser des alimentations variables pour des tensions positives seulement. Pour faire varier la tension en sortie, on utilise la broche indiquée par la lettre "V".

Tension maximale entrée/sortie

On pense souvent que la tension maximale pouvant être appliquée sur l'entrée "E" est de 40 volts.

Or, il est également possible de lui appliquer des tensions de 50, 60, 80, 90 et 100 volts.

L'important étant de ne jamais dépasser 40 volts entre la valeur de tension appliquée sur l'entrée par rapport à celle prélevée sur la sortie.

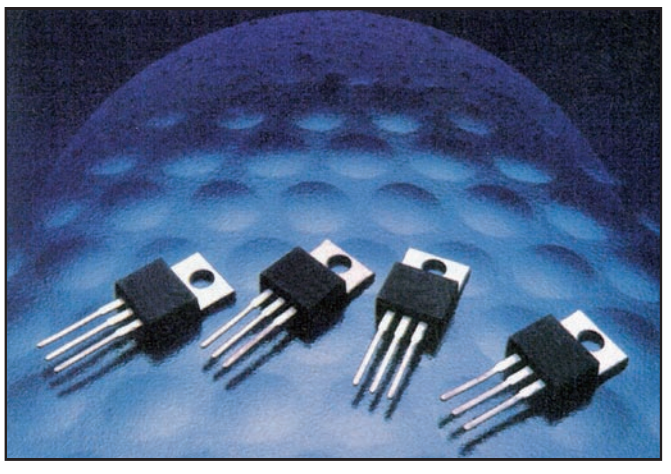
Donc, si l'on applique 50 volts sur l'Entrée (voir figure 53), on ne pourra pas stabiliser de tensions inférieures à :

50 – 40 = 10 volts

Si l'on applique 100 volts sur l'entrée (voir figure 54), on ne pourra pas stabiliser de tensions inférieures à :

100 – 40 = 60 volts

Si l'on applique 35 volts sur l'entrée, on pourra stabiliser des tensions allant jusqu'à une valeur minimale de 1,25 volt, parce que la différence entre la tension appliquée en entrée et celle prélevée en sortie restera inférieure ou égale à 40 volts.



Tension Sortie minimale

1,25 volt est la tension minimale pouvant être stabilisée par le circuit intégré. Il ne sera donc pas possible de descendre en dessous de cette valeur.

Courant sortie maximal

On ne pourra prélever ce courant maximal de 1,5 ampère que si le corps du circuit intégré est fixé sur un radiateur de refroidissement spécial.

Dans le cas contraire, on devra se limiter à 0,5 ou 0,6 ampère.

En fait, lorsque le corps du circuit intégré surchauffe, la protection thermique qui se trouve à l'intérieur fait chuter la tension présente sur les pattes de sortie.

Puissance maximale

Les 15 watts que l'on trouve ici représentent la puissance maximale que le circuit intégré peut dissiper.

Pour connaître les watts de dissipation, on pourra utiliser cette formule :

watts = (Vin – Vout) x ampères max.

Vin = tension appliquée sur la patte "E" (input en anglais)

Vout = tension prélevée sur la patte "S" (output en anglais)

ampères max. = courant prélevé en sortie

Si on applique une tension de 30 volts sur la patte "E" et une tension stabilisée de 18 volts 1,5 ampère sur la patte "S", on dépassera la valeur maximale des watts :

(30 – 18) x 1,5 = 18 watts

Afin de limiter la dissipation à une valeur inférieure de 15 watts, on peut adopter deux solutions :

- réduire la consommation maximale à 1,1 ampère :

(30 – 18) x 1,1 = 13,2 watts,

- réduire la tension sur l'entrée, en la ramenant de 30 à seulement 25 volts :

(25 – 18) x 1,5 = 10,5 watts.

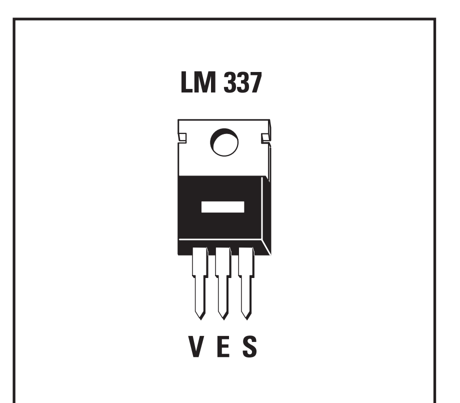


Figure 52 : Le circuit intégré LM337 sert à réaliser des alimentations variables pour des tensions négatives seulement. Pour faire varier la tension en sortie, on utilise toujours la broche indiquée par la lettre "V".

Si on applique une tension de 25 volts sur l'entrée et que l'on prélève une tension de 9 volts en sortie, pour connaître la valeur maximale du courant que l'on peut prélever, on devra utiliser la formule suivante :

ampères =
15 : (volts entrée – volts sortie)

Donc, avec 9 volts, on devra se limiter à seulement :

15 : (25 – 9) = 0,93 ampère

Les alimentations à tensions fixes avec un régulateur variable

Le schéma qui sert à réaliser une alimentation capable de fournir une tension d'une valeur fixe, en utilisant un circuit intégré LM317, se trouve sur la figure 55.

Il est conseillé de toujours appliquer une tension d'au moins 1,2 fois supé-

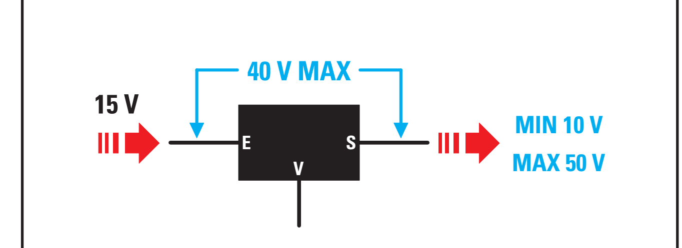


Figure 53 : La tension minimale pouvant être prélevée en sortie d'un circuit intégré LM317 ou LM337 se calcule en effectuant cette opération "Vin – 40". Avec une Vin de 50 volts, on peut stabiliser jusqu'à 10 volts.

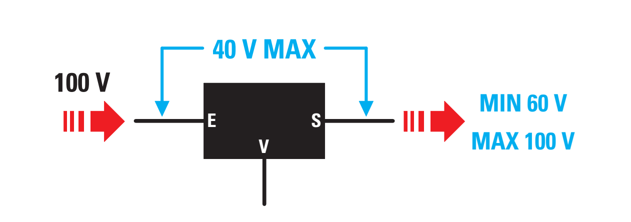


Figure 54 : Si l'on applique une tension de 100 volts sur la broche "E", on pourra prélever en sortie une tension minimale de 100 – 40 = 60 volts. Si on descend en dessous de cette valeur, à 50 volts par exemple, le circuit intégré sera endommagé.

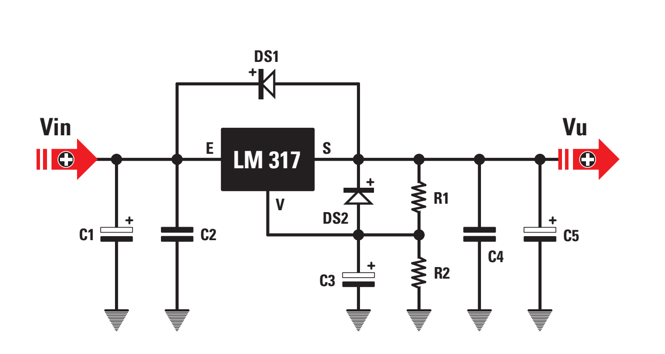


Figure 55 : Schéma électrique d'une alimentation stabilisée pour tensions positives mettant en application le circuit intégré LM317. Le même schéma peut être également utilisé pour le LM337 pour tensions négatives, en inversant tout simplement la polarité des diodes au silicium DS1 et DS2 ainsi que celle des condensateurs électrolytiques C1 et C5. Dans le texte, nous avons expliqué comment calculer la valeur des résistances R1 et R2 pour obtenir en sortie la valeur de tension requise.

rieure (mais ne dépassant pas 1,4 fois) à la valeur de la tension que l'on veut stabiliser.

Donc, pour obtenir en sortie une tension stabilisée de 12 volts, il est conseillé d'appliquer sur son entrée une tension :

pas inférieure à 12 x 1,2 = 14,4 volts
pas supérieure à 12 x 1,4 = 16,8 volts

Pour obtenir une tension stabilisée de 30 volts en sortie, il est conseillé d'appliquer sur son entrée une tension :

pas inférieure à 30 x 1,2 = 36 volts
pas supérieure à 30 x 1,4 = 42 volts

Valeur de la résistance R1

Quelle que soit la tension voulue en sortie, il est toujours préférable de choisir une valeur fixe de 220 ohms pour la résistance R1.

Note :
La valeur de la résistance R1 peut être réduite jusqu'à un minimum de 180 ou 150 ohms ou bien augmentée jusqu'à un maximum de 330 ou 390 ohms.

Calcul de la résistance R2

Pour connaître la valeur de R2, on devra utiliser cette formule :

R2 =
[(volts sortie : 1,25) – 1] x R1

Le nombre 1,25 correspond à la valeur minimale des volts que le circuit intégré est en mesure de stabiliser.

Les fonctions des diodes DS1 et DS2

La diode DS1, reliée aux pattes “E” et “S” avec son anode dirigée vers la patte d'entrée “E”, sert à protéger le circuit intégré chaque fois que l'alimentation s'éteint.

Sans cette diode, la tension positive emmagasinée par le condensateur électrolytique C5, se déchargerait sur la patte “S” et endommagerait ainsi le circuit intégré.

Avec cette diode, la tension positive atteindra la patte “E” et déchargera le condensateur électrolytique C5.

La diode DS2, reliée aux pattes “V” et “S” avec l'anode dirigée vers la patte “S”, sert à décharger instantanément le condensateur électrolytique C3 dans le cas où la tension de sortie serait accidentellement court-circuitée.

La valeur des condensateurs électrolytiques

Comme nous vous l'avons déjà expliqué dans la leçon 29, la capacité du condensateur électrolytique C1 se calcule à l'aide de la formule suivante :

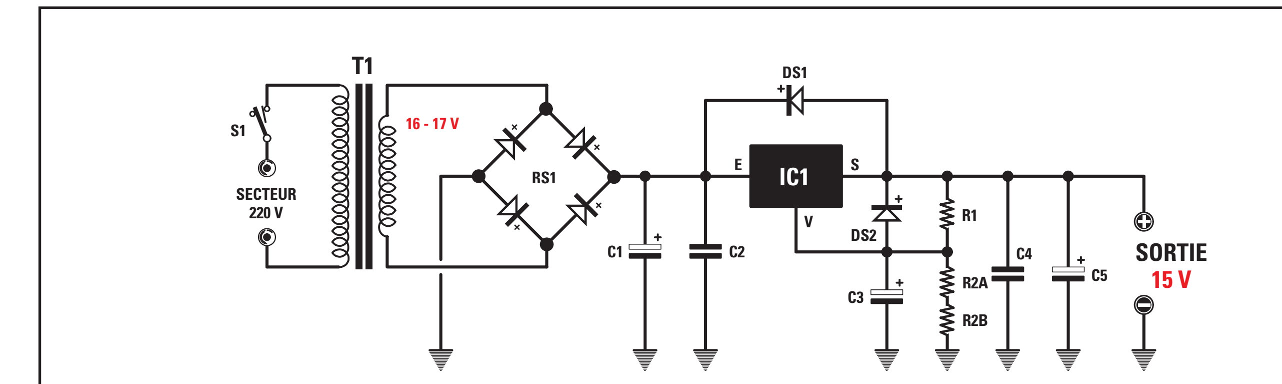


Figure 56a : Schéma électrique d'une alimentation stabilisée pour tensions positives capable de fournir en sortie une tension fixe de 15 volts et un courant maximal de 1,5 ampère.

R1	=	220 Ω	C3	=	220 µF électrolytique	IC1	=	Régulateur LM317
R2/A	=	2 200 Ω	C4	=	100 nF polyester	T1	=	Transfo 25 W
R2/B	=	220 Ω	C5	=	220 µF électrolytique			Sec. 16 V - 1,5 A
C1	=	2 200 µF électrolytique	RS1	=	Pont redresseur			
C2	=	100 nF polyester	DS1-DS2	=	Diode silicium			

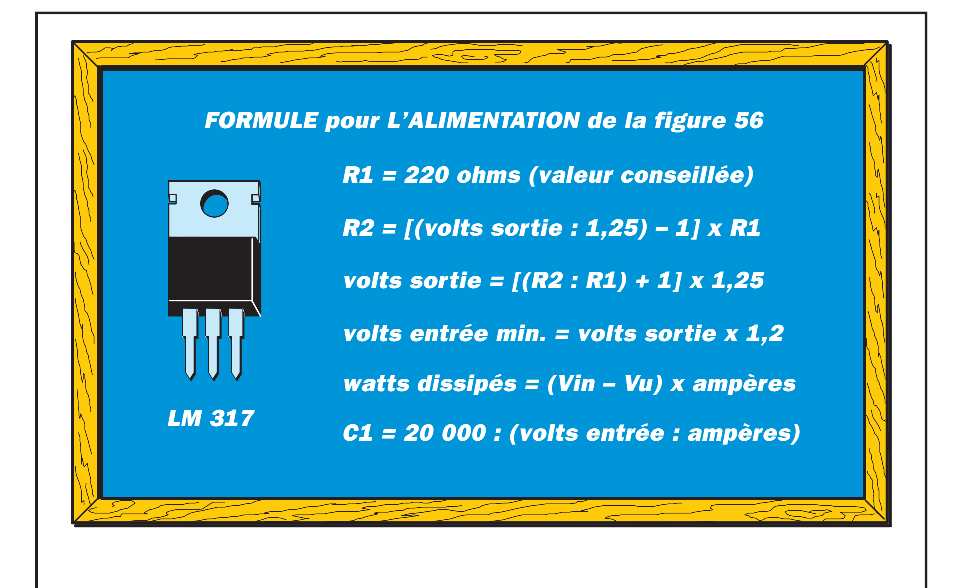


Figure 56b : Formules de calcul des éléments de l'alimentation de la figure 56a.

microfarads = 20 000 : (volts : ampères)

Il suffit que la capacité des condensateurs électrolytiques C3 et C5 (voir figure 55) soit de 10 fois inférieure à celle du condensateur d'entrée C1.

Exemple :
Si l'on veut réaliser une alimentation à l'aide du circuit intégré LM317 (voir figure 56), capable de fournir en sortie une tension stabilisée fixe de 15 volts.

Solution :
Si l'on veut pouvoir prélever en sortie une tension de 15 volts, on doit commencer par calculer la tension minimale ainsi que la tension maximale, il suffit d'appliquer ces valeurs sur la patte d'entrée "E" :

valeur minimale 15 x 1,2 = 18 volts

valeur maximale 15 x 1,4 = 21 volts

On pourra alors utiliser une tension de 19, 20 ou 21 volts, mais également de 25 volts, en tenant compte du fait que plus on augmente la tension d'entrée, plus le corps du circuit intégré surchauffera pendant le fonctionnement.

Si l'on applique une tension de 22 volts sur l'entrée "E" et que l'on choisisse une résistance d'une valeur de 220 ohms pour la résistance R1, on pourra, à l'aide de cette formule, calculer la valeur de la résistance R2 :

R2 = [(volts sortie : 1,25) – 1] x R1

[(15 : 1,25) – 1] x 220 = 2 420 ohms

valeur que l'on obtiendra en reliant en série une résistance de 2 200 ohms à une autre de 220 ohms.

Si l'on connaît la valeur des résistances R1 et R2, on pourra connaître la tension à prélever sur la patte de sortie "S", en utilisant la formule :

volts sortie = [(R2 : R1) + 1] x 1,25

Donc, avec une R2 de 2 420 ohms et une R1 de 220 volts, on obtiendra en sortie une tension de :

[(2 420 : 220) + 1] x 1,25 = 15 volts

Pour calculer la capacité du condensateur électrolytique C1 avec une tension d'entrée de 22 volts, si l'on veut pouvoir prélever un courant maximal de 1,5 ampère, on utilisera la formule :

microfarads =
20 000 : (volts : ampères)

Il nous faudra donc une capacité d'au moins :

20 000 : (22 : 1,5) =
1 363 microfarads

Etant donné que cette valeur n'est pas une valeur standard, on utilisera une capacité de 2 200 microfarads.

Pour les condensateurs électrolytiques C3 et C5, on choisira une capacité 10 fois plus petite que celle de C1, c'est-à-dire que l'on pourra utiliser 100 microfarads, ou bien 220 microfarads.

Pour augmenter l'intensité en sortie

Si l'on veut obtenir en sortie un courant supérieur à 1,5 ampère fourni par le circuit intégré, on devra ajouter un transistor de puissance.

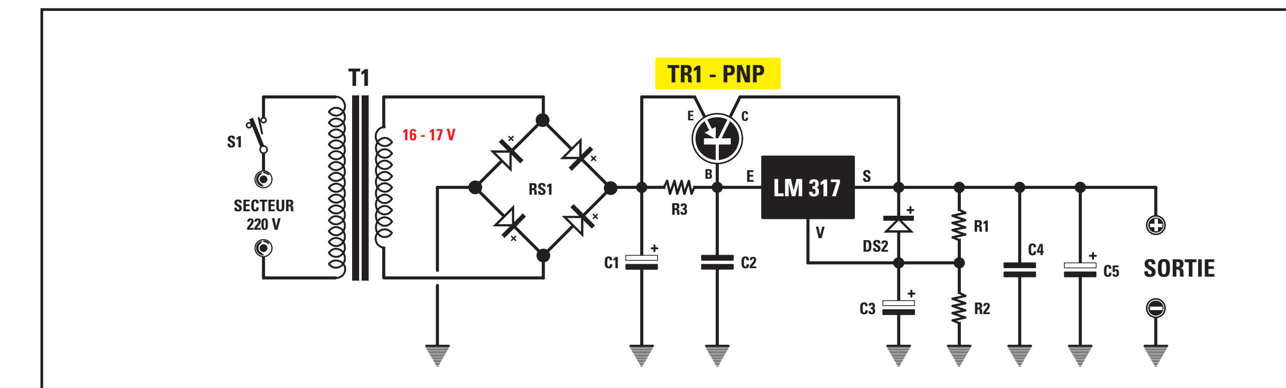


Figure 57 : Si on veut prélever un courant supérieur à 1,5 ampère d'un circuit intégré positif LM317, on devra ajouter un transistor de puissance PNP et le relier comme sur le schéma. Pour calculer la valeur de la résistance R3 reliée entre la base et l'émetteur du transistor de puissance TR1, voir le texte.

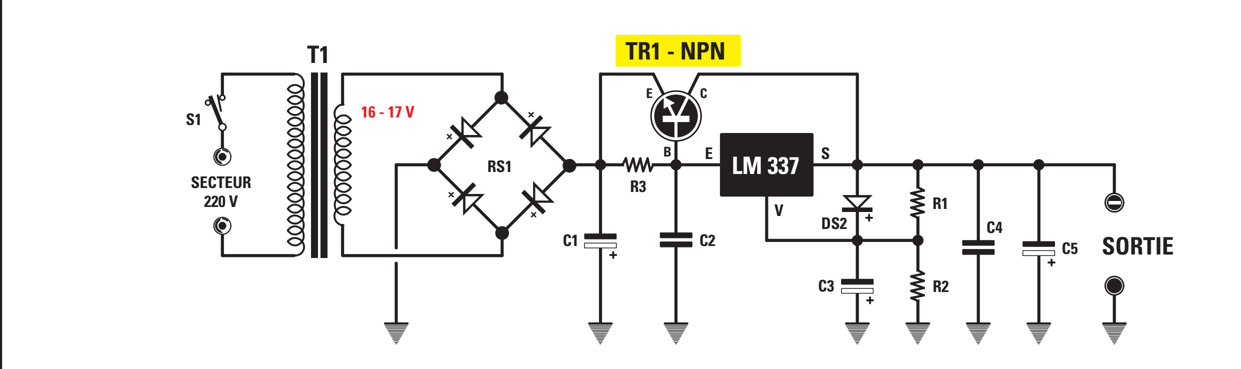


Figure 58 : Si on veut prélever un courant supérieur à 1,5 ampère d'un circuit intégré négatif LM337, on devra ajouter un transistor de puissance NPN et le relier comme sur le schéma. En utilisant le circuit intégré LM337, on devra inverser la polarité de la diode DS2 et celle des condensateurs électrolytiques C1, C3 et C5 (voir figure 57).

Si l'on a un circuit intégré qui stabilise seulement les tensions positives, c'est-à-dire un circuit intégré de la série LM317, on devra utiliser un transistor de puissance PNP et modifier le schéma comme sur la figure 57.

Si l'on a un circuit intégré qui stabilise seulement les tensions négatives, c'est-à-dire un circuit intégré de la série LM337, on devra utiliser un transistor de puissance NPN et modifier le schéma comme sur la figure 58.

Le transistor de puissance débite le courant supplémentaire que le circuit intégré n'est pas capable de fournir.

Sachant que ces circuits intégrés débitent un courant maximal de 1,5 ampère, si l'on veut prélever un courant de 2 ampères, il est préférable de faire débiter 0,2 ampère seulement au circuit intégré afin de ne pas le surcharger et de faire débiter ensuite la différence au transistor de puissance.

Pour activer le transistor de puissance lorsque le courant dépasse 0,2 ampère, on devra polariser sa base avec une résistance (voir R3), dont la valeur dépend de la Hfe du transistor.

Calculer la valeur de la R3

Pour calculer la valeur de la R3, la solution la plus simple est d'effectuer ces trois opérations :

1) Calculer la valeur du courant qui doit être débité par la base du transistor TR1, que l'on appelle Ib :

Ib = ampères max. : Hfe

2) Calculer la valeur du courant qui doit être débité par la résistance R3, que l'on appelle IR3 :

IR3 = 0,2 – Ib

Note :
Le nombre 0,2 est la valeur maximale du courant que l'on veut prélever du circuit stabilisateur.

3) Calculer la valeur ohmique de la R3 à l'aide de cette simple formule :

R3 en ohms = 0,7 : IR3

Note :
Le nombre 0,7 est la valeur minimale du courant à appliquer sur la base du transistor pour pouvoir l'activer.

Exemple :
On souhaite réaliser une alimentation en mesure de fournir en sortie une

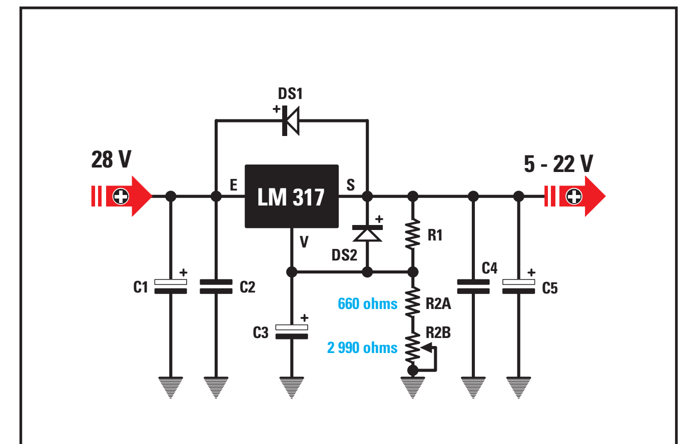


Figure 59 : Pour réaliser une alimentation capable de fournir en sortie une tension variable de 5 à 22 volts, on devra utiliser pour R2/A une résistance de 660 ohms et pour R2/B, un potentiomètre de 2 990 ohms. Pour obtenir 660 ohms, on reliera en série deux résistances de 330 ohms.

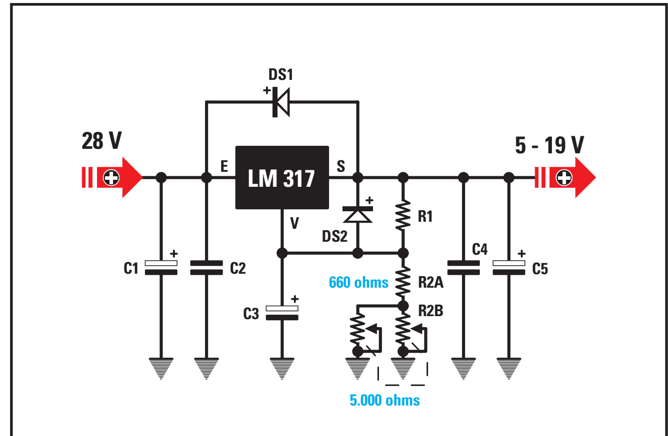


Figure 60 : Etant donné qu'un potentiomètre de 2 990 ohms n'est pas un potentiomètre standard, on pourra le remplacer en utilisant un double potentiomètre de 5 000 ohms dont on reliera en parallèle les deux sections. Etant donné que l'on obtient ainsi 2 500 ohms seulement, la tension maximale ne dépassera pas 19 volts.



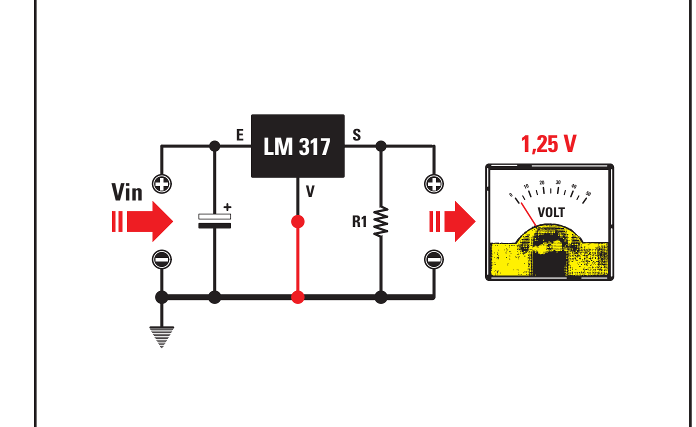


Figure 61 : Si on relie à masse la broche "V" du circuit intégré ainsi que le broche "S" via la résistance R1, en sortie, on prélèvera une tension stabilisée de 1,25 volt.

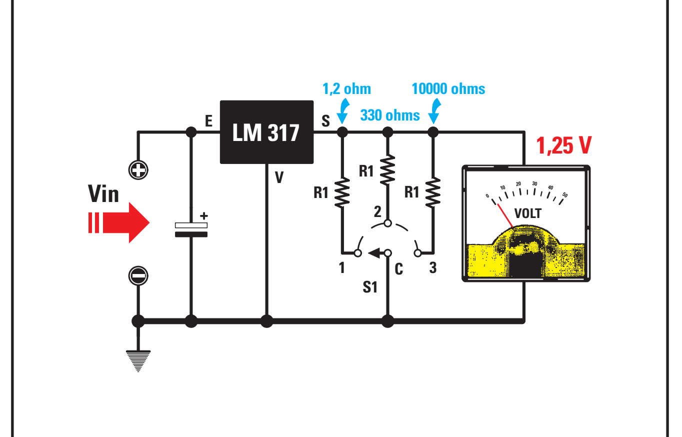


Figure 62 : Même si la valeur de la résistance R1 était de 1,2 ohm, de 330 ou bien encore de 10 000 ohms, la tension en sortie resterait d'une valeur fixe de 1,25 volt.

tension de 12 volts 2 ampères, en utilisant un transistor PNP avec une Hfe = 30.

Solution :
On fera alors débiter au circuit intégré LM317 un courant d'une valeur maximale de seulement 0,2 ampère et la différence de 1,9 ampère sera débitée par le transistor de puissance.

Pour commencer, on calculera le courant de la base du transistor TR1 :

2 ampères maxi :
Hfe 30 = 0,0666 courant IB

Sachant que Ib est de 0,0666 et voulant faire débiter seulement 0,2 ampère au circuit intégré, on pourra calculer le courant que R3 devra débiter :

0,2 – 0,0666 =
0,1334 valeur courant sur IR3

Connaissant la valeur débitée par R3, on pourra calculer sa valeur ohmique :

0,7 : 0,1334 = 5,24 ohms

valeur que l'on pourra arrondir à 5 ohms.

Important :
Le corps du circuit intégré stabilisateur et celui du transistor de puissance devront toujours être fixés sur un radiateur de refroidissement pour pouvoir dissiper rapidement la chaleur générée.

Les alimentations stabilisées variables

Pour obtenir en sortie une tension variable d'un minimum de 5 à un maximum de 22 volts, il faut remplacer la résistance R2 par un potentiomètre linéaire (voir figure 59).

Pour obtenir la tension maximale de 22 volts, on devra appliquer sur la patte "E" une tension d'au moins :

22 x 1,2 = 26,4 volts

on pourra donc appliquer sur son entrée une tension continue de 27, 28, 29 ou 30 volts.

On pourra alors, avec 220 ohms pour valeur de R1, calculer la valeur de la R2, afin d'obtenir 22 volts en sortie :

R2 =
[(volts sortie : 1,25) – 1] x R1

[(22 : 1,25) – 1] x 220 =
3 652 ohms valeur de R2

Après quoi, nous pourrons calculer la valeur que devra assumer la résistance R2 pour obtenir 5 volts :

[(5 : 1,25) – 1] x 220 = 660 ohms

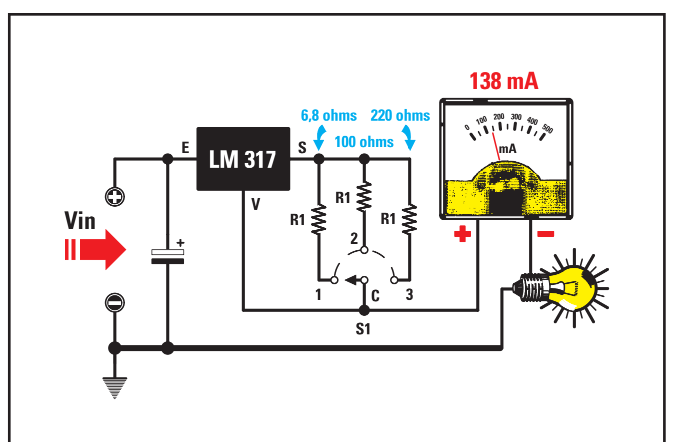


Figure 63 : Si, à l'aide d'un commutateur rotatif, on relie la broche "V" à différentes valeurs de R1, on prélèvera alors de cette broche le même courant que celui qui parcourt R1.

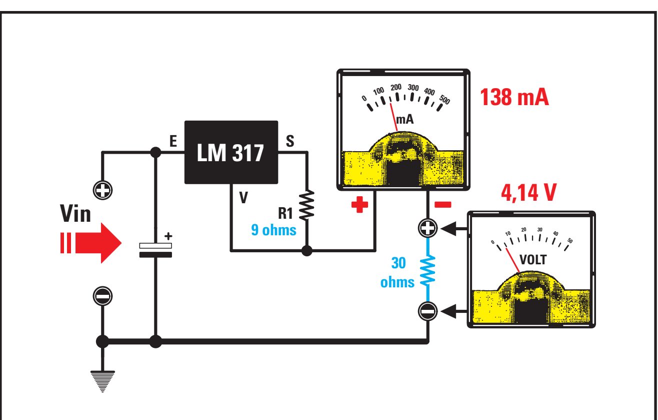


Figure 64 : Si la valeur de R1 était de 9 ohms, en sortie on prélèverait alors 138 mA, et ce, indépendamment de la valeur ohmique de la charge. En reliant une résistance de 30 ohms à la sortie, on retrouvera à ses bornes une tension égale à 4,14 volts.

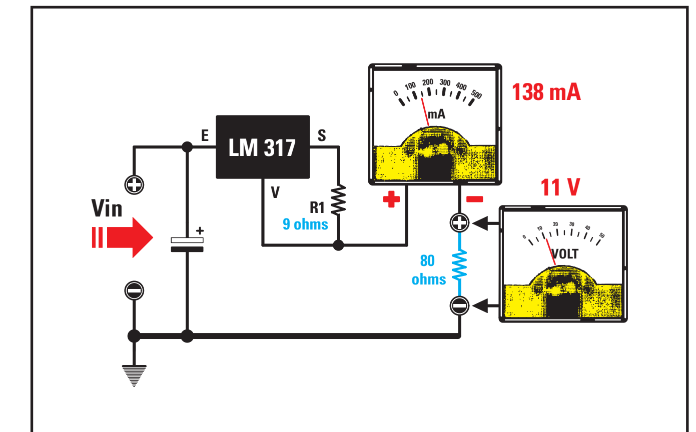


Figure 65 : Si, dans le même circuit que celui de la figure 64, on relie comme charge une résistance de 80 ohms, le circuit intégré augmentera la valeur de la tension de sortie de 4,14 à 11 volts, de façon à faire parcourir dans cette résistance de 80 ohms un courant de 139 mA.

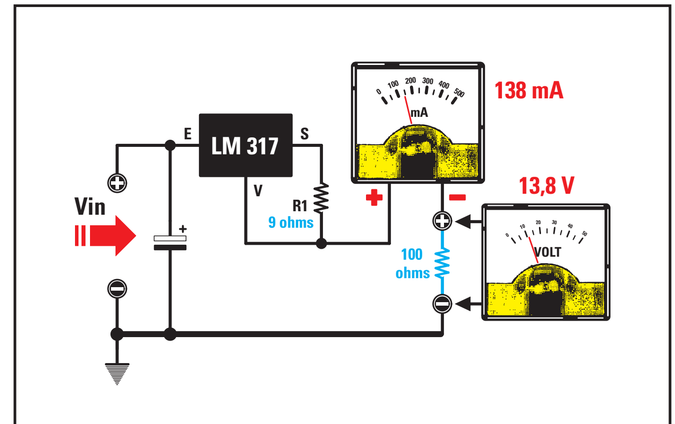


Figure 66 : Si on remplace la résistance de 80 ohms par une de 100 ohms, le circuit intégré augmentera la valeur de la tension de sortie de 11 à 13,8 volts, de façon à faire parcourir dans cette résistance de 100 ohms un courant de 138 mA.

valeur que l'on obtiendra en reliant en série deux résistances de 330 ohms.

On devra ensuite relier en série sur ces deux résistances un potentiomètre, que l'on appellera R2/B et dont la valeur devrait être égale à :

3 652 – 660 = 2 992 ohms

Etant donné qu'un potentiomètre d'une telle valeur n'est pas standard, on pourra utiliser un double potentiomètre linéaire de 5 000 ohms en reliant les pattes en parallèle afin d'obtenir la valeur de 2 500 ohms.

Comme la valeur de R2/B n'est pas la valeur requise de 2 992 ohms mais qu'elle est de 2 500 ohms, on voudra savoir quelle tension maximale prélever sur la sortie du circuit intégré en tournant le potentiomètre, de façon à insérer en série aux deux résistances de 330 ohms sa résistance maximale de 2 500 ohms.

En réglant le potentiomètre sur sa résistance maximale, la valeur totale de R2 sera de :

2 500 + 330 + 330 = 3 160 ohms

et donc, la tension maximale que l'on pourra prélever ne sera plus de 22 volts, mais de :

[(3 160 : 220) + 1] x 1,25
= 19,2 volts

En réglant le potentiomètre de façon à court-circuiter toute sa résistance, il ne nous restera comme valeur que 330 + 330 = 660 ohms, et donc la tension minimale restera toujours de 5 volts :

[(660 : 220) + 1] x 1,25 = 5 volts

Pour obtenir en sortie une tension de 22 volts, on devra sacrifier la tension minimale en remplaçant les deux résistances de 330 ohms avec une seule de 1 200 ohms.

En réglant le potentiomètre de façon à avoir sa résistance maximale de 2 500 ohms, on lui ajoutera la valeur de 1 200 ohms et, de cette manière, on obtiendra une valeur totale de 3 700 ohms.

Avec cette valeur, on prélèvera en sortie :

[(3 700 : 220) + 1] x 1,25 = 22,27 volts

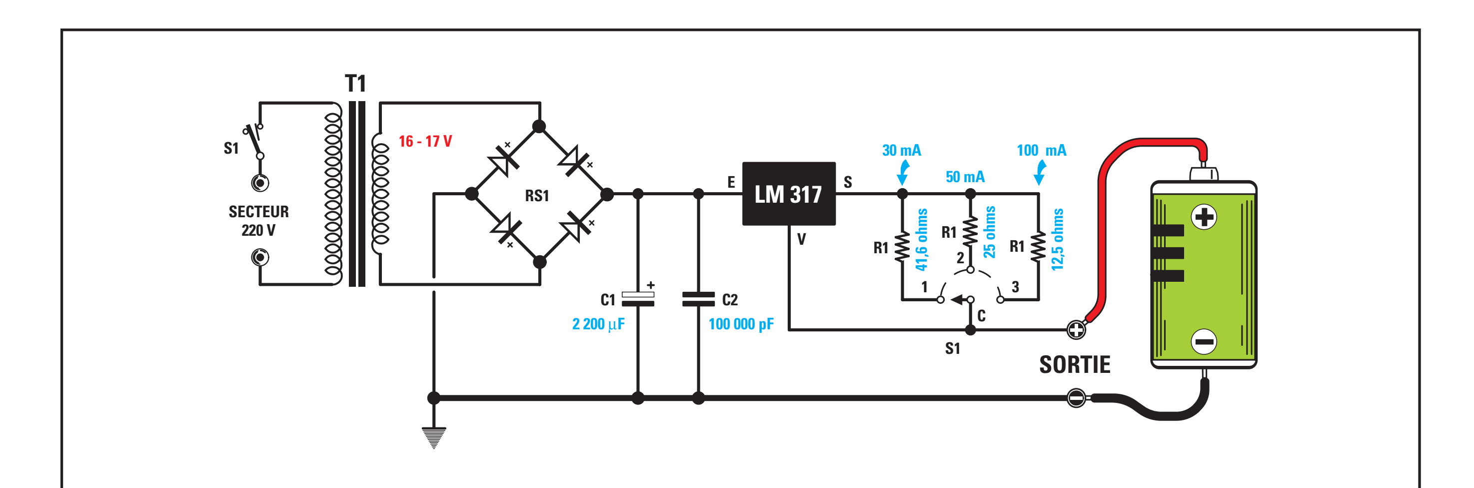


Figure 67 : Si on voulait réaliser une alimentation pour recharger des piles au nickel-cadmium de 300 mAh, 500 mAh ou de 1 000 mAh, sachant que le courant de recharge doit correspondre à 1/10 de la capacité maximale, on devrait alors calculer la valeur des trois résistances R1 de façon à prélever en sortie 30, 50 et 100 mA. La valeur de ces trois résistances se calcule à l'aide de la formule "ohms = (1,25 : milliampères) x 1 000", pour obtenir 41,6, 25 et 12,5 ohms.

En réglant le potentiomètre de façon à court-circuiter toute sa résistance, il ne nous restera comme valeur que 1 200 ohms, et donc la tension minimale que l'on pourra prélever sera de :

[(1 200 : 220) + 1] x 1,25 = 8 volts

Le circuit intégré LM317 comme stabilisateur de courant

Le circuit intégré LM317, en plus d'être utilisé comme stabilisateur de tension, peut également être utilisé pour stabiliser le courant de sortie.

Si on l'utilise comme stabilisateur de tension, on sait déjà qu'en réglant le circuit de façon à ce qu'il fournisse n'importe quelle tension en sortie, on pourra alimenter des circuits qui consomment 0,1, 0,5, ou 1,5 ampère car, même si le courant varie, la tension restera toujours stable par rapport à la valeur définie.

Si on l'utilise comme stabilisateur de courant, on sait déjà qu'en réglant le circuit de façon à ce qu'il fournisse une tension de 0,3 ampère en sortie et qu'en appliquant sur sa sortie des circuits qui requièrent une tension de 5, 9, 12 ou 15 volts, ils prélèveront un courant fixe de 0,3 ampère de l'alimentation, indépendamment de la valeur de la tension d'alimentation.

On utilise les stabilisateurs de courant, plus communément connus comme générateurs de courant constant, pour recharger les accumulateurs au nickel-cadmium ou les batteries au plomb, ou bien encore pour alimenter des circuits pour lesquels il est plus important de contrôler le courant que la tension.

Pour transformer une alimentation en stabilisateur de courant, il suffit de relier une résistance R1 d'une valeur calculée à la broche "S" ainsi qu'à la broche "V".

De cette façon, on prélèvera en sortie un courant stabilisé, mais comme il n'est pas toujours facile de comprendre comment le circuit intégré peut parvenir à stabiliser un courant, nous essayerons de l'expliquer en partant du schéma de la figure 61, sur lequel on peut voir la broche "V" reliée à la masse ainsi que la broche "S", également reliée à la masse, mais par l'intermédiaire de la résistance R1.

Comme vous pourrez le remarquer, ce schéma est très semblable à celui d'un stabilisateur de tension (voir figure 55), la seule différence étant l'absence de la résistance R2.

Indépendamment de la valeur ohmique de la résistance R1, on prélèvera en sortie du circuit intégré, une tension stabilisée de 1,25 volt.

En fait, si l'on considère la formule qui nous sert à calculer la tension de sortie du circuit intégré LM317, c'est-à-dire :

volts sortie = [(R2 : R1) + 1] x 1,25

sachant que R2 est de 0 ohm, même si on choisit une valeur de 1,2 ohm pour R1, ou bien de 330 ou 10 000 ohms, on prélèvera toujours en sortie une tension de 1,25 volt (voir figure 62) :

[(0 : 1,2) + 1] x 1,25 = 1,25 volt

[(0 : 330) + 1] x 1,25 = 1,25 volt

[(0 :10 000) + 1] x 1,25 = 1,25 volt

Le courant en fonction de R1

Sachant que si l'on insère une résistance de n'importe quelle valeur entre la broche "S" et la broche "V", on retrouvera toujours en sortie une tension de 1,25 volt, il apparaît évident qu'elle sera donc parcourue par un courant que l'on pourra calculer avec la formule suivante :

ampères = volts : ohms

Donc, en admettant que l'on utilise des résistances d'une valeur de 6,8, 100 ou 200 ohms, elles seront parcourues par un courant de :

1,25 : 6,8 = 0,183 ampère

1,25 : 100 = 0,0125 ampère

1,25 : 220 = 0,0056 ampère

Note :
En multipliant la valeur des ampères par 1 000, on obtiendra la conversion en milliampère.

Si, à présent, on cesse de relier la résistance R1 à la masse, et qu'on la relie à la broche "V", puis qu'on relie n'importe quelle charge entre la broche "V" et la masse (voir figure 63),

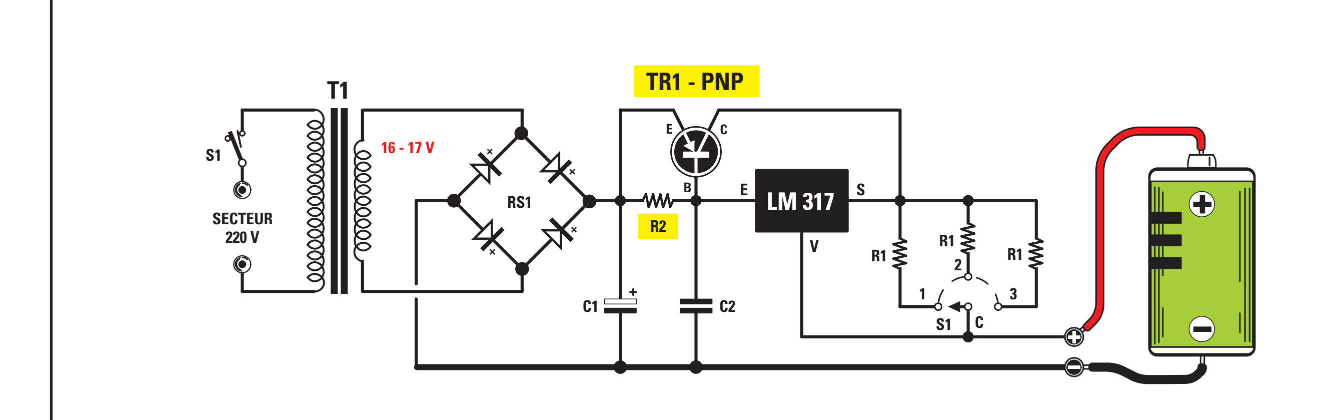


Figure 68 : Si on voulait prélever en sortie un courant supérieur à 1,5 ampère, on devrait alors ajouter un transistor de puissance PNP en le reliant comme sur ce schéma. Pour calculer la valeur de la résistance R2, voir le texte.

celle-ci sera également parcourue par le courant qui parcourt la résistance R1.

Calculer la valeur de R1

Si l'on veut connaître la valeur ohmique que l'on devra utiliser pour R1 afin d'obtenir en sortie un courant déterminé, on devra utiliser la formule suivante :

ohms = 1,25 : ampères

Note :
1,25 correspond à la tension que le circuit intégré stabilisateur LM317 fournit sur sa sortie.

Si la valeur du courant est exprimée en milliampère plutôt qu'en ampère, on devra modifier la formule de la manière suivante :

ohms =
(1,25 : milliampères) x 1 000

Si l'on souhaite réaliser un générateur de courant constant capable de fournir en sortie un courant de 138 milliampères, on devra appliquer entre les broches "S" et "V", une résistance de :

(1,25 : 138) x 1 000 = 9 ohms

Etant donné que cette valeur ohmique n'est pas une valeur standard, on pourra relier en parallèle 2 résistances de 18 ohms, et obtenir ainsi :

18 : 2 = 9 ohms

Si l'on applique comme charge aux broches de sortie de ce générateur de courant constant trois résistances ayant les valeurs ohmiques suivantes :

30 ohms – 80 ohms – 100 ohms

étant donné que ces résistances doivent être parcourues par un courant de 138 milliampères, il est évident que si l'on varie leur valeur ohmique et que le courant reste le même, c'est alors la tension de sortie qui devra varier.

Pour connaître la tension que fournira le circuit intégré sur ces charges de 30, 80 et 100 ohms, on utilisera cette formule :

volts = (ohms x milliampères) : 1 000

On trouvera donc sur les broches de ces résistances les valeurs de tension suivantes :

(30 x 138) : 1 000 =
4,14 volts (voir figure 64)

(80 x 138) : 1 000 =
11,0 volts (voir figure 65)

(100 x 138) : 1 000 =
13,8 volts (voir figure 66)

Important :
Si, dans les générateurs de courant constant aucune charge n'est reliée à la broche de sortie U, on y retrouvera la même tension que celle présente sur la broche "E".

Donc, si l'on trouve 20 volts en entrée, sur les broches de sortie, sans aucune charge, on retrouvera 20 volts et il en ira de même s'il s'agit de 24,5 volts.

La tension en sortie descendra seulement lorsque l'on appliquera sur les deux broches +/– une charge, qui pourrait se constituer d'une résistance, ou bien d'une pile à recharger, etc.

Exemple :
On veut réaliser un générateur de courant constant pour recharger des piles au nickel-cadmium, et pour cela, on a donc besoin de connaître les valeurs de résistances à utiliser pour obtenir les courants nécessaires pour leur charge.

Solution :
En premier lieu, on contrôlera la capacité des piles à recharger, normalement indiquée sur l'emballage en mAh, ce qui signifie milliampères-heure.

On ne s'intéresse pas à la tension des piles car le générateur de courant constant s'occupera automatiquement de fournir la tension requise aux bornes de chaque pile.

Si l'on a trois piles sur lesquelles figurent ces indications :

300 mAh – 500 mAh – 1 000 mAh

cela signifie qu'elles peuvent alimenter pendant 1 heure environ des circuits qui consomment un courant de 300, 500 et 1 000 mAh.

Si on a une pile de 500 mAh et que l'on alimente un circuit qui consomme 60 milliampères, elle aura une autonomie de 500 : 60 = 8 heures environ.

Si on alimente avec cette même pile un circuit qui consomme 120 milliampères, elle aura alors une autonomie de 500 : 120 = 4 heures environ.

Rappelons que pour recharger une pile au nickel-cadmium il faut utiliser un courant qui soit 10 fois inférieur au nombre de mAh indiqué sur l'emballage et la maintenir en charge pendant un délai d'environ 10 heures, ou mieux encore pendant encore 20 % de temps supplémentaire, c'est-à-dire un total de 12 heures.

Pour les trois piles prises en exemple, il nous faut donc ces différents courants :

30 mA pour recharger la pile de 300 mAh

50 mA pour recharger la pile de 500 mAh

100 mA pour recharger la pile de 1 000 mAh

Connaissant la valeur des courants requis, c'est-à-dire 30, 50 et 100 mA, on pourra calculer la valeur des résistances R1 à appliquer entre les deux broches "S" et "V" du circuit intégré :

(1,25 : 30) x 1 000 = 41,66 ohms

(1,25 : 50) x 1 000 = 25,00 ohms

(1,25 : 100) x 1 000 = 12,50 ohms

Etant donné que ces valeurs ne sont pas des valeurs standards, on pourra les obtenir en reliant en parallèle ou en série plusieurs résistances de façon à se rapprocher le plus possible à la valeur requise :

41,66 ohms = valeur que l'on obtiendra en reliant en parallèle 2 résistances de 82 ohms.

25,0 ohms = valeur que l'on obtiendra en reliant en parallèle 4 résistances de 100 ohms.

12,5 ohms = valeur que l'on obtiendra en reliant en série 1 résistance de 5,6 ohms et 1 de 6,8 ohms.

Par l'intermédiaire d'un commutateur rotatif à 3 positions, on reliera les résistances requises au circuit intégré, comme représenté sur la figure 67.

Pour obtenir plus de courant

Si on veut obtenir en sortie un courant supérieur au 1,5 ampère que le circuit intégré est capable de débiter,

on devra ajouter un transistor de puissance PNP (voir figure 68).

La valeur de la résistance R1 sera calculée avec la formule :

R1 en ohms = 1,25 : ampère

Pour calculer la valeur de la résistance R2, on devra effectuer ces trois opérations :

1) Calculer le courant qui doit parcourir la base du transistor TR1, que l'on appelle Ib :

Ib = ampère max. : Hfe

2) Calculer le courant qui doit parcourir la résistance R2, que l'on appelle IR2 :

IR2 =
ampères débités par le circuit intégré – Ib

3) Calculer la valeur ohmique de la R2 grâce à cette formule très simple :

R2 en ohms = 0,7 : IR2

Note :
Le nombre 0,7 est la valeur de la tension minimale à appliquer sur la base du transistor TR1 pour qu'il devienne conducteur.

Exemple :
On souhaite réaliser un générateur de courant constant qui débite un courant de 2,2 ampères, en utilisant un transistor de puissance PNP dont nous connaissons la Hfe = 35.

Solution :
On fera débiter au circuit intégré LM317 un courant maximal de seulement 0,2 ampère pour ne pas le surcharger et on fera débiter au transistor de puissance la différence de 2 ampères.

On commencera par calculer la valeur de la résistance R1 avec la formule :

R1 en ohms = 1,25 : ampère

1,25 : 2,2 = 0,568 ohm

valeur que l'on pourra obtenir en reliant en parallèle deux résistances de 1,2 ohm.

On calculera ensuite le courant de la base du transistor TR1 :

2,2 ampères tot. :
Hfe 35 = 0,0628 courant Ib

Sachant que Ib est de 0,0628 et voulant faire débiter au circuit intégré 0,2 ampère seulement, on pourra calculer le courant qui doit parcourir R2 :

0,2 – 0,0628 =
0,1372 valeur courant IR2

Connaissant la valeur devant parcourir la R2, on pourra calculer sa valeur ohmique :

0,7 : 0,1372 = 5,10 ohms

valeur que l'on obtiendra en reliant en parallèle deux résistances de 10 ohms.

Important :
Le corps du circuit intégré stabilisateur et celui du transistor de puissance doivent toujours être fixés sur un radiateur de refroidissement afin de dissiper rapidement la chaleur générée.

◆ ***G. M.***

La LX.5030, une alimentation double

5 - 9 - 12 - 15 V sous 1,2 A

Mise en pratique

Dans la première partie de cette leçon nous avons parlé des 78xx et des 79xx. Dans la seconde partie, nous avons traité des régulateurs variables LM317 et LM337. Dans cette dernière partie, nous allons mettre en pratique ce que nous avons appris en réalisant une alimentation de laboratoire double en mesure de fournir en sortie des tensions de 5+5, 9+9, 12+12 et 15+15 volts avec un courant maximal de 1,2 ampère.



Figure 69 : Photo de l'alimentation double de 5, 9, 12 et 15 volts, capable de débiter un courant maximal de 1,2 ampère.

Une fois la lecture de cette leçon terminée, si l'on vous demande de construire une alimentation double permettant d'obtenir une tension positive de 12 volts ainsi qu'une tension négative de 12 volts, vous adopterez sans aucune hésitation la meilleure solution qui consistera à utiliser un circuit intégrée 7812 pour la tension positive et un 7912 pour la tension négative.

Si, par contre, on vous demande de construire une alimentation double capable de fournir en sortie quatre valeurs de tension, 5, 9, 12 et 15 volts positifs et 5, 9, 12 et 15 volts négatifs, vous choisirez un circuit intégré LM317 pour la tension positive et un circuit intégré LM337 pour la tension négative. Vous relierez ensuite, entre la broche R et la masse de chacun des circuits intégrés, des résistances que vous pourrez commuter à l'aide d'un commutateur double, afin d'obtenir les quatre tensions requises en sortie (voir figure 70).

En théorie, cette solution est parfaitement correcte mais, lors de la mise en pratique, la tolérance des résistances du commutateur peut présenter un inconvénient. Donc, le double commutateur sur 9 volts, il est possible de trouver 9 volts sur la sortie positive, tandis que l'on aura une tension de 8,5 ou de 9,5 volts sur la sortie négative.

En positionnant le double commutateur sur 12 volts, on pourrait obtenir une tension de 11,4 volts sur la sortie positive et une tension de 12,8 volts sur la sortie négative ou vice et versa.

Pour obtenir une tension double parfaitement symétrique en sortie, plutôt que de modifier la valeur des résistances placées entre la broche R (réglage) et la masse des circuits intégrés LM317 et LM337, il est préférable d'utiliser les schémas de la figure 71.

Comme vous pourrez le constater, entre la broche R et la masse des deux circuits intégrés on applique une résistance de 3 300 ohms (voir R1 et R2) tandis que l'on applique sur les deux broches R, par l'intermédiaire

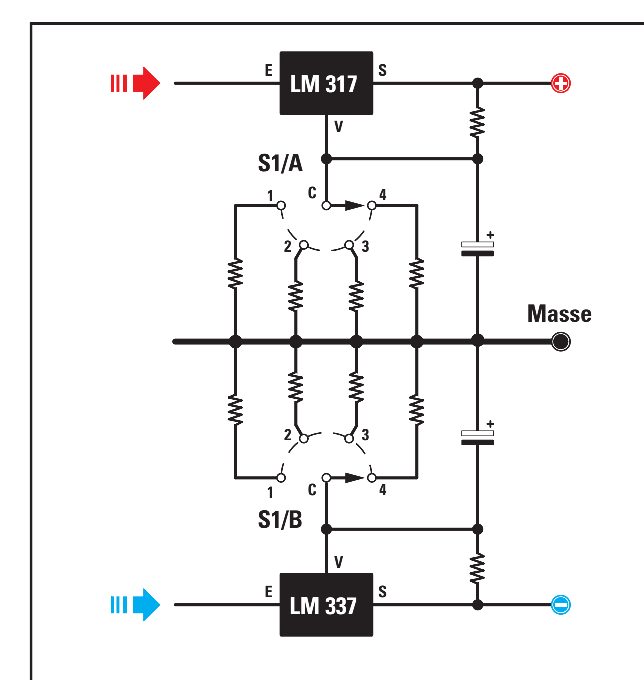


Figure 70 : Si on vous demande de réaliser une alimentation double, capable de fournir 4 tensions différentes, vous pourrez réaliser ce schéma à double commutateur (voir S1/A et S1/B), un circuit intégré LM317 pour la tension positive ainsi qu'un circuit intégré LM337 pour la tension négative.

Figure 71 : Le schéma de la figure 70 ne pourra jamais fournir en sortie deux tensions parfaitement identiques.

Pour palier un tel défaut, nous vous conseillons d'utiliser ce circuit qui, en plus d'être très simple, permet d'obtenir en sortie des tensions parfaitement équilibrées.

du commutateur rotatif S2, une seule résistance pour chaque valeur de tension que l'on souhaite obtenir.

Si l'on utilise une seule résistance, la tension que l'on prélèvera du côté positif et du côté négatif sera parfaitement symétrique.

Donc, si l'on trouvait du côté positif une tension de 11,99 volts, on trouverait cette même valeur de tension également du côté négatif, et si l'on trouvait une tension de 12,03 volts du côté positif, on trouverait cette même valeur de tension également du côté négatif.

La présence du commutateur rotatif S2 à 4 positions dans ce circuit nous permet d'obtenir en sortie les tensions les plus fréquemment utilisées :

5+5, 9+9, 12+12, 15+15 volts

Etant donné que la tension maximale que l'on souhaite obtenir a été fixée à 15+15 volts, on devra relier une tension continue d'environ 16 volts aux broches E (entrée) des deux circuits intégrés.

Le transformateur à utiliser devra donc avoir un double secondaire capable de fournir une tension de 16+16 volts 1,5 ampère.

Pour calculer la capacité des condensateurs électrolytiques C1 et C2, on devra utiliser cette formule :

microfarad =
40 000 : (volt : ampère)

et non pas celle qui utilise le nombre 20 000, car la moitié du pont redresseur RS1 est utilisé pour redresser les demi-ondes négatives et l'autre moitié, pour redresser les demi-ondes positives.

Comme les broches E sont parcourues par une tension continue d'environ 22 volts et que l'on pourra prélever une tension maximale de 1,5 ampère en sortie, pour C1 et C2, on aura besoin d'une capacité au moins égale à :

40000 : (22 : 1,5) =
2 727 microfarads.

Etant donné que cette valeur n'est pas une valeur standard, il est préférable que pour C1 et C2, nous utilisions un condensateur électrolytique de capacité supérieure, c'est-à-dire de 4 700 microfarads.

On devra alors calculer les valeurs des résistances à appliquer entre les broches R et la masse, si l'on utilisait un seul circuit intégré.

Pour 5 volts, il faudra une résistance de :

[(5 : 1,25) – 1] x 220 = 660 ohms

Pour 9 volts, une résistance de :

[(9 : 1,25) – 1] x 220
= 1 364 ohms

Pour 12 volts, une résistance de :

[(12 : 1,25) – 1] x 220
= 1 892 ohms

Pour 15 volts, une résistance de :

[(15 : 1,25) – 1] x 220
= 2 420 ohms

Comme nous avons déjà une résistance de 3 300 ohms (voir R1 et R2) reliée entre la broche R et la masse, on devra calculer la valeur nécessaire à appliquer en parallèle à ces résistances de 3 300 ohms pour obtenir les valeurs ohmiques calculées ci-dessus.

Pour la connaître, on devra tout simplement effectuer l'opération inverse de celle que l'on utilise pour connaître la valeur ohmique de deux résistances placées en parallèle, c'est-à-dire :

(R1 x R2) : (R1 – R2)

on a donc besoin des nouvelles valeurs suivantes :

(3 300 x 660) : (3 300 – 660)
= 825 ohms

(3 300 x 1 364) : (3 300 – 1 364)
= 2 325 ohms

(3 300 x 1 892) : (3 300 – 1 892)
= 4 434 ohms

(3 300 x 2 420) : (3 300 – 2 420)
= 9 075 ohms

En effet, en reliant en parallèle à une résistance de 3 300 ohms les valeurs reportées ci-dessus, on obtiendra :

(3 300 x 825) : (3 300 + 825)
= 660 ohms

(3 300 x 2 325) : (3 300 – 2 325)
= 1 364 ohms

(3 300 x 4 434) : (3 300 – 4 434)
= 1 891,9 ohms

(3 300 x 9 075) : (3 300 – 9 075)
= 2 420 ohms

Etant donné que deux résistances de 3 300 ohms (voir R1 et R2) se trouvent déjà à l'intérieur du circuit, on devra bien évidemment redoubler les valeurs précédemment calculées.

Pour les 5+5 volts, il faudra une résistance de :

825 + 825 = 4 650 ohms

valeur que l'on obtiendra en reliant en série :

3 300 + 150 + 1 200
= 4 650 ohms (R9, R10 et R11).

Pour les 12+12, il faudra une résistance de :

4 434 + 4 434 = 8 868 ohms

valeur que l'on obtiendra en reliant en série :

8 200 + 330 + 330 =
8 860 ohms (R12, R13 et R14).

Pour les 15+15, il faudra une résistance de :

9 075 + 9 075 = 18 150 ohms

valeur que l'on obtiendra en reliant en série :

150 + 18 000 =
18 150 ohms (R15 et R16).

Nous avons pensé nécessaire de revoir pas à pas toutes les opérations à effectuer pour calculer la valeur de ces résistances afin de permettre à ceux d'entre vous souhaitant réaliser une alimentation proposant des tensions différentes, de savoir comment procéder.

Note :
Si, lorsque vous calculez la somme des résistances placées en série, vous vous retrouvez avec une différence en plus ou en moins de quelques ohms par rapport à la valeur requise, ne vous inquiétez pas car les écarts en sortie ne seront que de quelques millivolts par rapport à la tension calculée.

Les diodes DS1, DS2 et DS3 servent à protéger les deux circuits intégrés stabilisateurs, tandis que le trimmer R5 sert à corriger la symétrie de la tension double, comme nous l'expliquerons dans le chapitre consacré au calibrage.

Nous avons indiqué en titre que, par l'intermédiaire de cette alimentation, on peut prélever un courant maximal de 1,2 ampère, mais en réalité, on peut prélever :

- pour 15 volts, un courant maximal de 1,5 ampère
- pour 12 volts, un courant maximal de 1,2 ampère
- pour 9 volts, un courant maximal de 0,9 ampère
- pour 5 volts, un courant maximal de 0,7 ampère

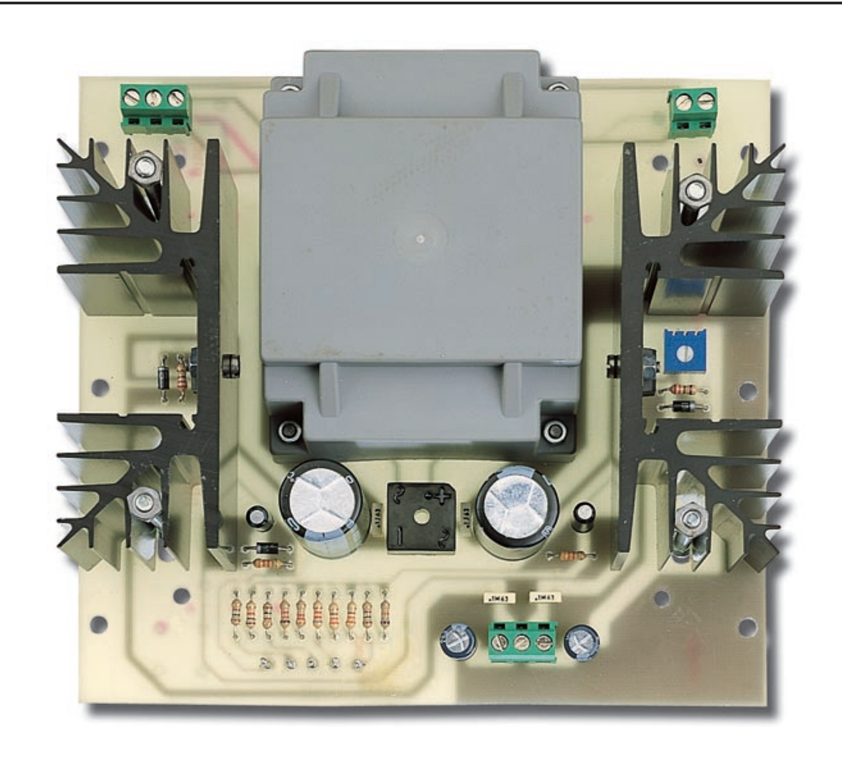


Figure 72 : Photo du circuit imprimé d'un des prototypes, une fois tous les composants ainsi que les deux radiateurs de refroidissement des circuits intégrés mis en place.

La réalisation pratique

Tous les composants indiqués sur la liste des composants et correspondant au schéma électrique de la figure 73, doivent être insérés sur le circuit imprimé donné en figure 74b en vous inspirant du schéma d'implantation donné sur la figure 74a.

Commencez par insérer toutes les résistances, en vérifiant le code des couleurs qui se trouvent sur leur corps.

Après avoir soudé une résistance, il est conseillé de couper immédiatement l'excédant de ses deux broches à l'aide de pinces coupantes.

Après les résistances, vous pouvez insérer les diodes au silicium, en dirigeant le côté de leur corps entouré d'une bague dans le sens indiqué sur le schéma d'implantation de la figure 74a.

Si, par erreur, vous avez inversé une diode, le circuit ne fonctionnera pas.

Figure 73 : Schéma synoptique de l'alimentation double et brochage des broches E, R et S des deux circuits intégrés stabilisateurs LM317 et LM337 vus de face.

Poursuivez le montage en insérant le trimmer R5, en positionnant immédiatement son curseur à mi-course, puis les quatre condensateurs polyester ainsi que le pont redresseur RS1, en dirigeant ses deux broches +/– comme indiqué sur le schéma d'implantation.

Une fois cette opération terminée, vous pouvez insérer les condensateurs électrolytiques, en respectant la polarité de leurs deux broches.

Si vous ne trouvez pas le symbole + sur leur corps, souvenez-vous que le positif est toujours la broche la plus longue.

Dans les emplacements indiqués dans le schéma d'implantation de la figure 74a, vous devez insérer le bornier à 2 pôles pour pouvoir faire entrer la tension de secteur 220 volts, celui à 3 pôles pour l'interrupteur de secteur S1 et un autre à 3 pôles pour prélever la tension double.

Vous pouvez ensuite prendre les deux circuits intégrés stabilisateurs IC1 et IC2 pour les fixer sur les radiateurs.

Placez le LM337 sur la gauche du transformateur T1 et le LM317 sur la droite.

Après quoi, vous fixez les radiateurs sur le circuit imprimé à l'aide de quatre longues vis métal et 4 rondelles. Ceci fait, soudez les deux régulateurs.

Pour finir, insérez le transformateur d'alimentation T1 en le fixant également sur le circuit imprimé à l'aide des quatre vis.

Vous pouvez alors fixer le circuit imprimé à l'intérieur du boîtier à l'aide de quatre vis autotaraudeuses, puis retirer sa face avant pour y fixer le commutateur S2, l'interrupteur de secteur S1 ainsi que les douilles qui servent à prélever la tension double.

Avant de fixer le commutateur rotatif S2, vous devez raccourcir son axe, de façon à ce que le corps du bouton reste à une distance d'environ 1 mm de la face avant.

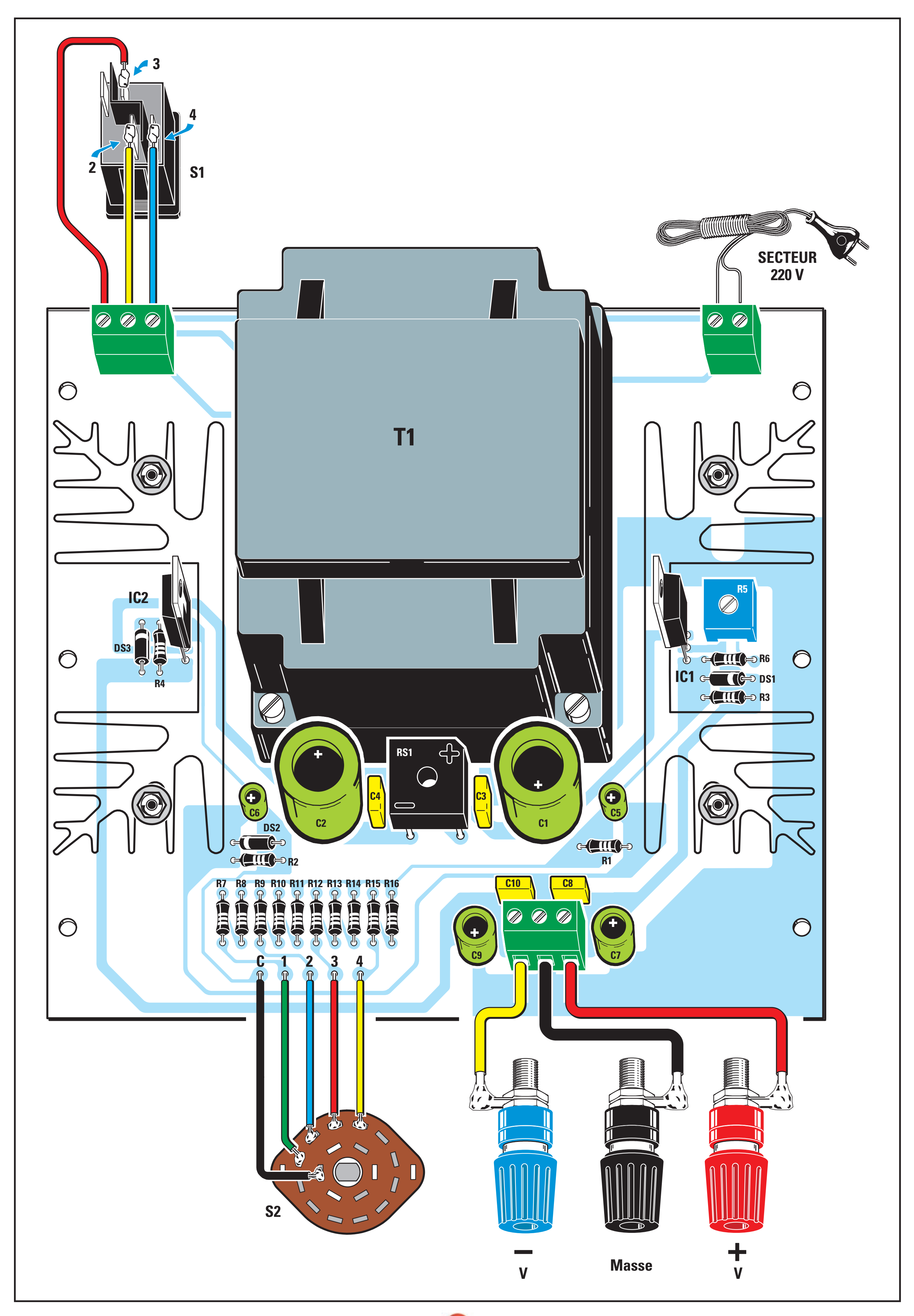
Lorsque vous fixez les trois bornes de couleur pour la sortie de la tension double sur le panneau, vous devez retirer de leur corps la rondelle en plastique, pour les replacer ensuite à l'arrière du panneau (voir figure 75).

Si vous insérez les trois bornes sans retirer la rondelle en plastique, vous court-circuiterez les tensions de sortie avec le métal du panneau.

Utilisez une borne de couleur rouge pour la tension positive, une jaune pour la tension négative et une noire pour la masse.

L'interrupteur S1 doit être inséré en l'enfonçant dans la fenêtre du panneau arrière. Cet interrupteur dispose de quatre broches, car il contient une ampoule au néon qui s'allume lorsque l'on fournit 220 volts au transformateur T1.

Pour ne pas vous tromper de connexions, contrôlez le numéro gravé sur le corps à proximité des broches et, après les avoir identifiées, reliez le fil de la broche 2 dans le trou central du bornier, le fil de la broche 3 dans le trou de gauche et celui de la broche 4 dans le trou de droite.



3
4
2
S1
SECTEUR
220 V
T1
IC2
DS3
R4
R5
R6
IC1
DS1
R3
RS1
C4
C3
C6
C2
C1
C5
DS2
R2
R1
R7 R8 R9 R10 R11 R12 R13 R14 R15 R16
C10
C8
C9
C7
C 1 2 3 4
S2
– V
Masse
+ V

LX.5030

Figure 74b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de l'alimentation double LX.5030

A l'aide de petits morceaux de fil de cuivre gainés de plastique, reliez les broches C, 1, 2, 3 et 4, que l'on aperçoit en bas, aux broches du commutateur rotatif en essayant de ne pas les inverser (voir figure 74).

Avant de refermer le boîtier, vous devez calibrer le trimmer R5 comme nous allons vous l'expliquer.

◀ **Figure 74a : Schéma d'implantation des composants.**

Le circuit intégré LM337 doit être placé sur la gauche tandis que le circuit intégré LM317 doit être inséré sur la droite.

Les corps des deux circuits intégrés doivent être fixés sur les radiateurs de refroidissement à l'aide de deux longues vis en métal.

Une fois la réalisation du circuit terminée, vous devez mettre en place quatre entretoises de 10 mm dans les quatre trous placés sur le circuit imprimé et prévus à cet effet.

Ces quatre entretoises servent à fixer le circuit imprimé sur le fond du boîtier et pour maintenir un certain écartement afin d'éviter des courts-circuits.

Le calibrage

Une fois le montage terminé, la tension prélevée en sortie ne sera pas parfaitement symétrique tant que vous n'aurez pas calibré le trimmer R5.

Pour calibrer ce trimmer, procédez comme suit :

- tournez le curseur du trimmer R5 jusqu'à mi-course,
- positionnez le commutateur S2 sur 15+15 volts,
- reliez un multimètre aux douilles de sortie négatives et à celles positives de 15 volts, puis lisez la valeur de tension qui devrait être égale à 30 volts,
- si la tension devait être de 29,5 volts ou de 31,4 volts, vous savez déjà que cette erreur est à attribuer à la tolérance des résistances R15 et R16,
- si on lit entre les deux douilles une valeur de tension de 30,2 volts, reliez le multimètre entre la douille positive et la masse,

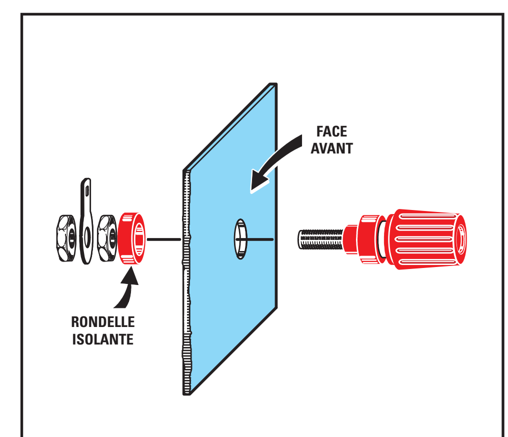


Figure 75 : Avant de fixer les trois bornes sur la face avant du boîtier, retirez de leur corps la rondelle isolante postérieure et replacez-la de l'autre côté de la face avant afin d'isoler leur corps du métal du panneau.

- vous devriez alors lire exactement la moitié de la tension totale, c'est-à-dire 30,2 : 2 = 15,1 volts,

- si la valeur de cette tension n'est pas symétrique, tournez le curseur du trimmer R5 jusqu'à ce que vous lisiez 15,1 volts,

- si l'on agit sur ce trimmer, la valeur de la tension totale pourrait varier. Dans ce cas, reliez à nouveau le multimètre entre les deux douilles positives et négatives, et si vous lisez 30,1 volts, mesurez à nouveau la tension qui se trouve entre la douille positive et la masse,

- si vous lisez 15,1 volts, retouchez légèrement le curseur du trimmer R5 de façon à pouvoir lire la moitié de la tension, c'est-à-dire 30,1 : 2 = 15,05 volts.

Une fois obtenue la symétrie parfaite des deux voies, il ne faut plus toucher au trimmer. A présent, essayez de régler le commutateur S2 sur ses 4 positions, de façon à pouvoir lire :

5+5, 9+9, 12+12, 15+15 volts

En raison des tolérances des résistances, ces tensions pourront se révéler être inférieures ou supérieures de quelques millivolts, mais resteront tout de même toujours parfaitement symétriques.

Par conséquent, si vous relevez une tension de 11,8+11,8 volts ou de 12,3+12,3 volts, cette tolérance pourra être considérée comme acceptable. En effet, un circuit qui requiert une tension d'alimentation de 12+12 volts est capable de fonctionner même s'il est alimenté à l'aide d'une tension supérieure ou inférieure de 5 %.

Si la tension en sortie devait être légèrement inférieure par rapport à la valeur requise, il faudrait augmenter de quelques ohms la valeur ohmique de l'une des deux ou trois résistances. Si, au contraire, elle devait être légèrement supérieure, il faudrait alors réduire la valeur d'une seule de ces résistances.

N'ayez aucune crainte si vous notez une surchauffe des deux radiateurs de refroidissement après avoir prélevé un courant maximal pendant une demi-heure ou plus. Souvenez-vous qu'une température de travail d'un régulateur sur radiateur de 40 ou 50 degrés est tout à fait normale.

◆ ***N. E.***

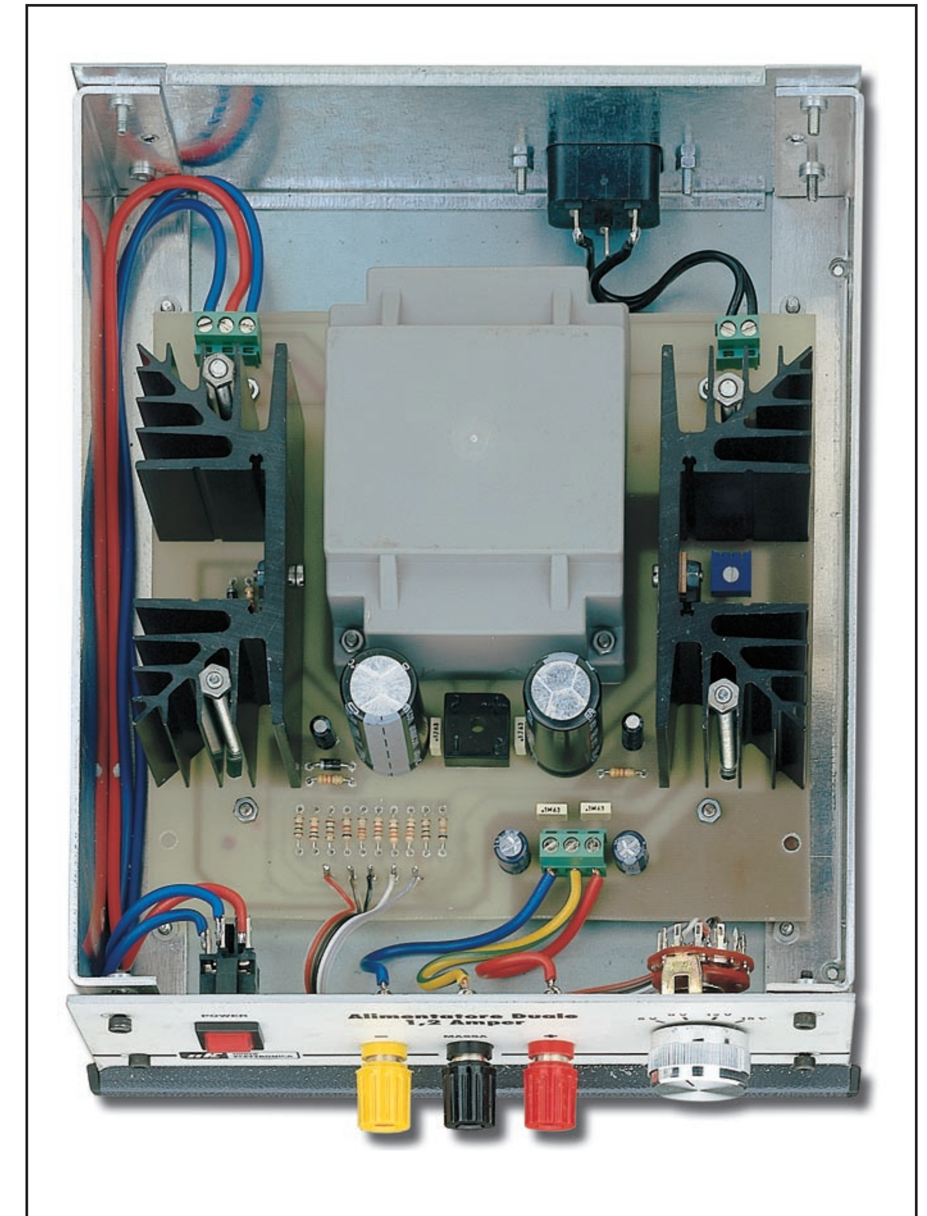


Figure 76 : Photo de notre alimentation déjà fixée à l'intérieur de son boîtier métallique. Appliquez-vous à effectuer des soudures parfaites et à placer les fils de manière ordonnée de façon à satisfaire également l'aspect esthétique.

NOTES

NIVEAU 2
LEÇON N°31-1

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les amplificateurs opérationnels

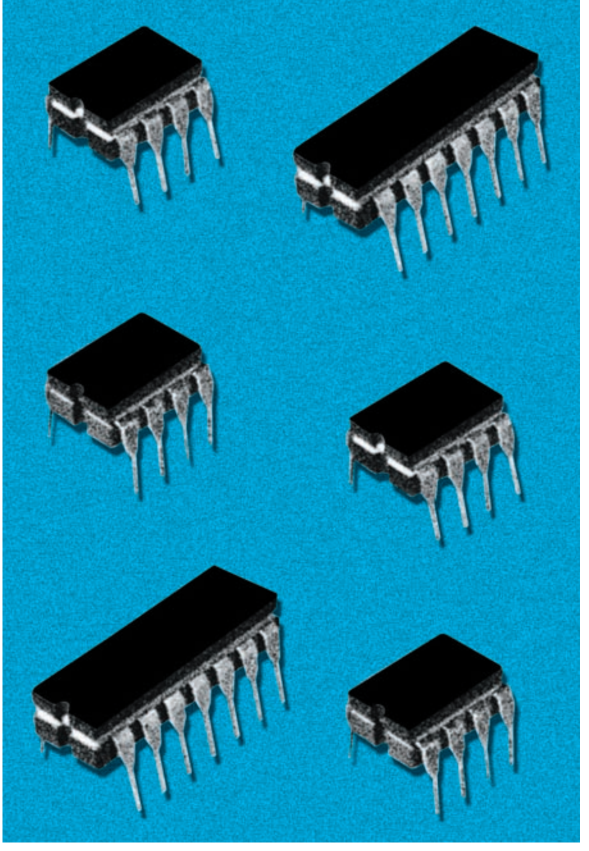
Pour amplifier les signaux BF, on ne trouve pas uniquement les transistors ou les FET, mais il existe également des circuits intégrés appelés amplificateurs opérationnels ou, dans le jargon des électroniciens, des "amplis op".

Les amplificateurs opérationnels sont représentés par le symbole du triangle muni de deux entrées, identifiées par les signes "+" et "–" et d'une sortie, située à la pointe du triangle.

A l'intérieur de ce "triangle" se trouve un circuit électronique très complexe, composé de 15 ou 17 transistors ou FET, ainsi que de toutes les résistances de polarisation. Il suffit donc, pour faire fonctionner les amplificateurs opérationnels, de leur ajouter quelques résistances externes.

Les amplis op peuvent servir de préamplificateurs, mais ils peuvent également être utilisés comme comparateurs, redresseurs, mélangeurs, oscillateurs ou filtres BF. C'est pour cela qu'une fois que vous aurez compris comment les deux broches d'entrée interagissent sur le fonctionnement du circuit, vous découvrirez qu'il est plus simple de polariser et d'utiliser un opérationnel plutôt qu'un transistor.

Bien que pratiquement tous les opérationnels soient conçus pour être alimentés à l'aide d'une tension double, il est aussi possible de le faire avec une tension unique, en ajoutant seulement deux résistances et un condensateur électrolytique au circuit électrique.





Les amplificateurs opérationnels sont des circuits intégrés qu'il convient d'étudier consciencieusement car, une fois qu'on a compris leur fonctionnement, il est alors possible, à l'aide de quelques résistances et de quelques condensateurs, de réaliser de très fiables :

- Préamplificateurs BF
- Amplificateurs différentiels
- Comparateurs de tension
- Mélangeurs de signaux BF
- Oscillateurs basse fréquence
- Filtres passe-bas, passe-haut, …
- Convertisseurs courant/tension
- Générateurs de courant constant
- Redresseurs de signaux BF
- Régulateur de tension
- régulateur de courant
- etc.

Pour commencer, il faut savoir qu'à l'intérieur de ces circuits intégrés se trouve un circuit électronique très complexe, que vous retrouverez représenté sur les figures 103 et 104.

Dans tous les schémas électriques, ces amplificateurs opérationnels sont représentés à l'aide du symbole graphique d'un triangle (voir figure 77).

Deux broches d'entrées se trouvent d'un même côté de la base du triangle, l'une étant indiquée à l'aide du signe "+" et l'autre, à l'aide du signe "–". A l'opposé, c'est-à-dire au sommet du triangle, se trouve la broche de sortie.

Vous comprendrez bientôt la raison pour laquelle la broche signalée par le signe "+" est appelée l'entrée "non inverseuse", tandis que celle signalée par le "–" est appelée "entrée inverseuse".

Dans les schémas électriques, il est rare que les deux broches d'alimentation soient indiquées. Ces broches sont, en général, données repérées par +V et –V sur le schéma de brochage de l'ampli op (voir figure 78) pour indiquer qu'il faut l'alimenter à l'aide d'une tension double, c'est-à-dire avec une tension positive et une tension négative par rapport à la masse (voir figure 79).

Au début, on commet souvent l'erreur de relier la broche +V à la tension positive d'alimentation et la broche –V à la masse. La conséquence est simple : l'amplificateur opérationnel ne fonctionnera pas !

Signalons que tous les opérationnels peuvent également être alimentés par une tension unique. Pour cela, il suffit, comme nous le verrons plus loin, de modifier le circuit.

Les broches d'entrée "+" et "–"

Pour comprendre comment les deux broches "+" et "–" interagissent sur le fonctionnement d'un opérationnel, imaginons qu'on prenne un triangle et qu'on le fixe sur un mur avec une punaise en son centre de gravité, de façon à ce que sa pointe se trouve en position horizontale (voir figure 80).

Si l'opérationnel est alimenté par une tension double, avec la pointe en position horizontale, on trouvera une tension de 0 volt par rapport à la masse sur la broche de sortie.

Entrée avec le signe "+"

En admettant que l'opérationnel soit alimenté par une tension double de 12 + 12 volts, si on applique une tension positive sur la broche non inverseuse "+" (voir figure 81, la flèche rouge qui est dirigée vers le bas), la pointe du triangle déviera vers la tension positive des 12 volts.

Si on applique une tension négative sur cette même broche "+" (voir figure 82, la flèche bleue qui est dirigée vers le haut), la pointe du triangle déviera vers la tension négative des 12 volts.

Etant donné que la polarité du signal appliqué sur cette entrée "+" est récupérée sans inversion sur la broche de sortie, cette entrée est appelée "non inverseuse".

Le schéma électrique d'un étage amplificateur utilisant l'entrée non inverseuse est reproduit sur la figure 83 :

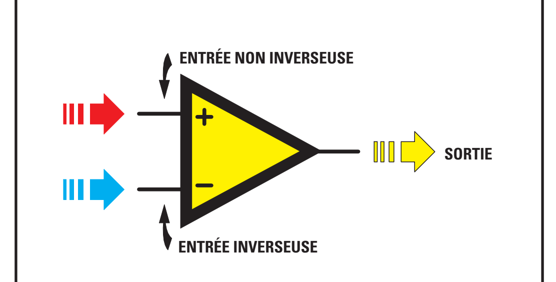


Figure 77 : Dans tous les schémas électriques, les amplificateurs opérationnels sont représentés par le symbole du triangle. Sur la base, on trouve deux entrées, l'une indiquée par un signe "+" et l'autre par un signe "–". La broche de sortie est toujours placée du côté de la pointe.

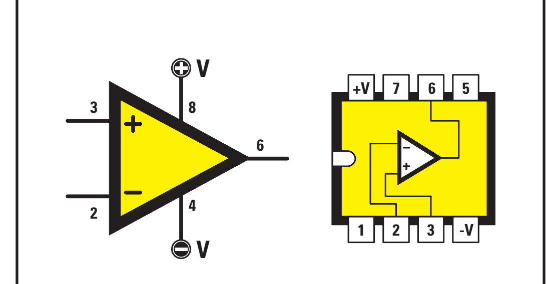


Figure 78 : Sur les symboles graphiques, on omet presque toujours les deux broches d'alimentation +V et –V qui sont toutefois présentes sur le schéma de brochage de l'amplificateur opérationnel. Les deux symboles +V et –V indiquent que le circuit intégré doit être alimenté avec une tension double et ne représentent pas le "+" alimentation et la masse.

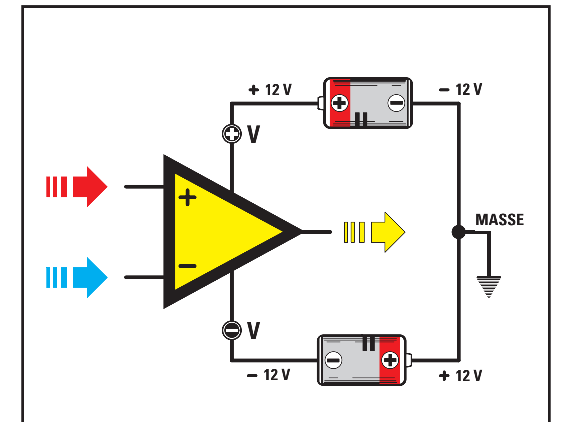


Figure 79 : Il faudra donc appliquer une tension positive sur la broche +V par rapport à la masse et une tension négative sur la broche –V, toujours par rapport à la masse. Pour obtenir une tension double de 12 + 12 volts, on pourra utiliser soit deux piles reliées en série soit une alimentation comme la LX.5030 décrite dans ELM 34, pages 70 à 76.

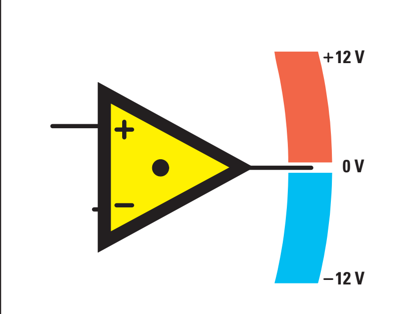


Figure 80 : Si on fixe le triangle de façon à ce que la broche de sortie se trouve en position horizontale, on comprendra immédiatement comment faire varier la tension de sortie en appliquant une tension positive ou négative sur la broche “+”.

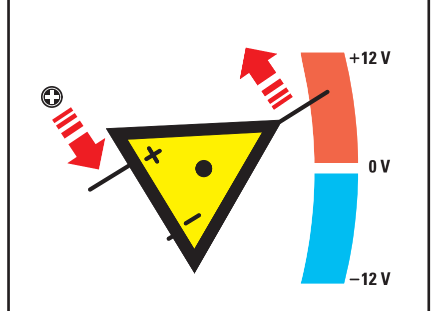


Figure 81 : Si on applique une tension positive sur l’entrée “+” (voir flèche rouge dirigée vers le bas), on verra immédiatement la pointe du triangle dévier vers la tension positive d’alimentation maximale de 12 volts.

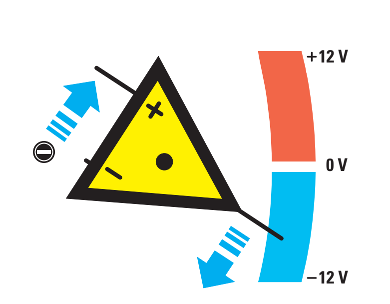


Figure 82 : Si on applique une tension négative sur l’entrée “+” (voir flèche bleue dirigée vers le haut), on verra immédiatement la pointe du triangle dévier vers la tension négative d’alimentation maximale de 12 volts.

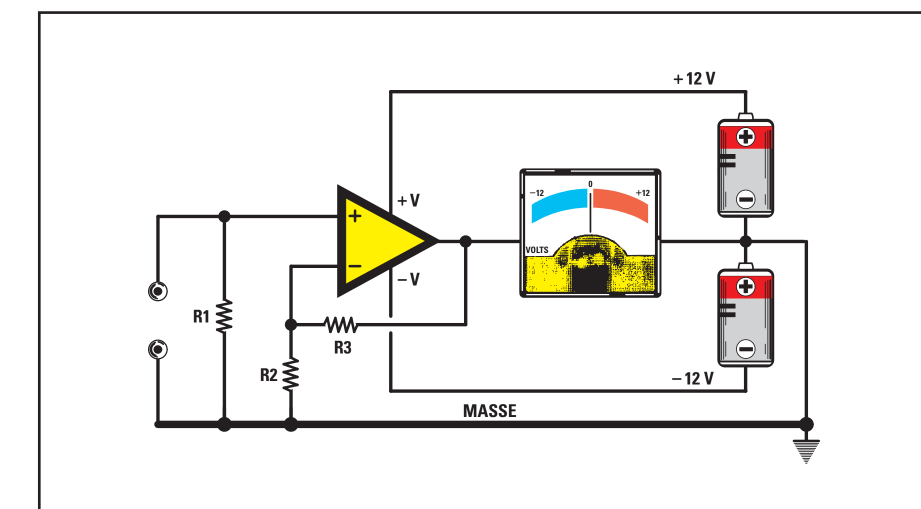


Figure 83 : Schéma électrique d’un étage amplificateur utilisant l’entrée non inverseuse.

Le voltmètre relié à la sortie nous permettra de voir comment la tension varie sur cette broche.

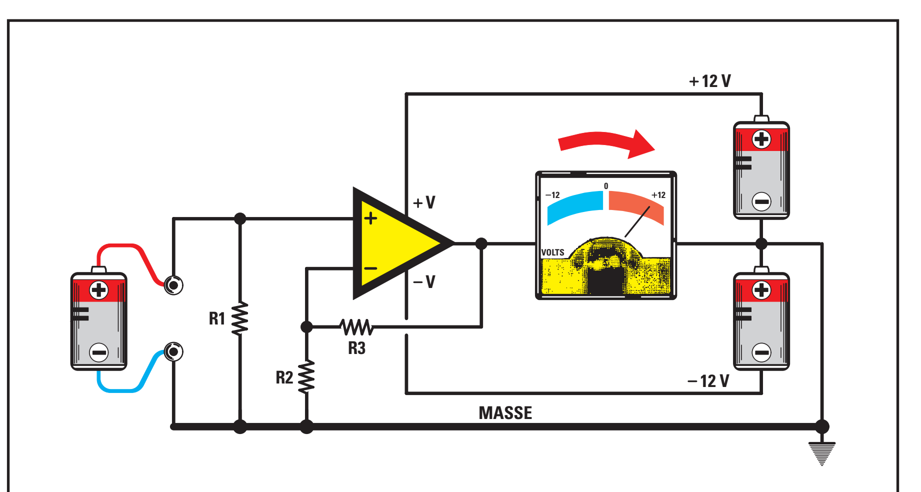


Figure 84 : Schéma électrique d’un étage amplificateur utilisant l’entrée non inverseuse.

Si on applique une tension positive, prélevée sur une pile, sur l’entrée non inverseuse, on verra l’aiguille du voltmètre dévier brusquement vers les 12 volts positifs d’alimentation.

- nous avons relié un voltmètre avec 0 central sur la broche de sortie de l’ampli op,
- nous avons relié la résistance R1 vers la masse sur la broche d’entrée “non inverseuse” (+),
- nous avons relié, sur la sortie “inverseuse” (–), la résistance R2 vers la masse, ainsi qu’une seconde résistance, référencée R3, reliée entre cette broche et la broche de sortie.

Si aucune tension n’est appliquée sur l’entrée “+” (voir figure 83), l’aiguille du voltmètre reste immobile au centre de l’échelle parce qu’une tension de 0 volt se trouve sur la broche de sortie.

Si on applique une tension positive sur l’entrée “+” (voir figure 84), l’aiguille du voltmètre dévie vers les 12 volts positifs de l’alimentation.

Si on applique une tension négative sur l’entrée “+” (voir figure 85), l’aiguille du voltmètre dévie vers les 12 volts négatifs de l’alimentation.

Si on applique un signal alternatif sur l’entrée “+” (voir figure 86), on prélèvera, sur la broche de sortie, des sinusoïdes amplifiées dont la polarité ne sera pas inversée.

Entrée avec le signe “–”

En admettant que l’opérationnel soit toujours alimenté par une tension double de 12 + 12 volts, si on applique une tension positive sur la broche inverseuse “–”, (voir figure 88, la flèche rouge dirigée vers le haut), la pointe du triangle dévie vers la tension négative des 12 volts.



Si on applique une tension négative sur cette même broche "–" (voir figure 89, la flèche bleue dirigée vers le haut), la pointe du triangle dévie vers la tension positive des 12 volts.

En appliquant une tension positive sur cette entrée "–", on obtient une tension négative en sortie et en appliquant une tension négative, on obtient une tension positive.

Etant donné que la polarité du signal appliqué sur cette entrée "–" est récupérée inversée sur la broche de sortie, cette entrée est appelée "inverseuse".

Le schéma électrique d'un étage amplificateur utilisant l'entrée inverseuse est reproduit sur la figure 90 :

- nous avons à nouveau relié un voltmètre avec 0 central sur la broche de sortie,
- nous avons relié la broche d'entrée non inverseuse "+" à la masse, sans la résistance R1,
- nous avons relié la sortie inverseuse "–" au connecteur d'entrée du signal par l'intermédiaire de la résistance R2, en laissant toujours la résistance R3 reliée entre cette broche et la broche de sortie.

Si aucune tension n'est appliquée sur l'entrée "–" (voir figure 90), l'aiguille du voltmètre reste immobile au centre de l'échelle parce qu'une tension de 0 volt se trouve sur la broche de sortie.

Si on applique une tension positive sur l'entrée "–" (voir figure 91), l'aiguille du voltmètre dévie vers les 12 volts négatifs de l'alimentation.

Si on applique une tension négative sur l'entrée "–" (voir figure 92), l'aiguille du voltmètre dévie vers les 12 volts positifs de l'alimentation.

Si on applique un signal alternatif sur l'entrée "–" (voir figure 93), on récupère, sur la broche de sortie, des sinusoïdes amplifiées dont la polarité est inversée.

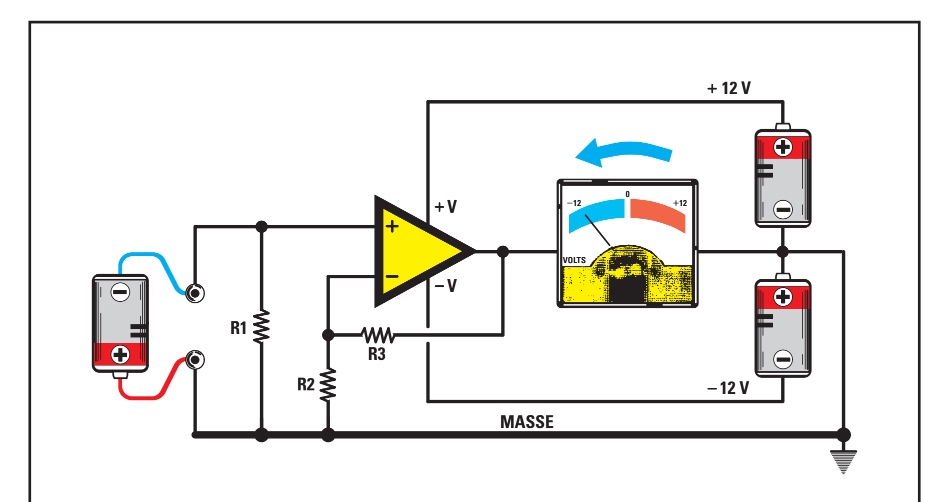


Figure 85 : Schéma électrique d'un étage amplificateur utilisant l'entrée non inverseuse.

Si on applique la tension négative, prélevée sur une pile, sur l'entrée non inverseuse, on verra l'aiguille du voltmètre dévier dans le sens opposé, c'est-à-dire vers les 12 volts négatifs d'alimentation.

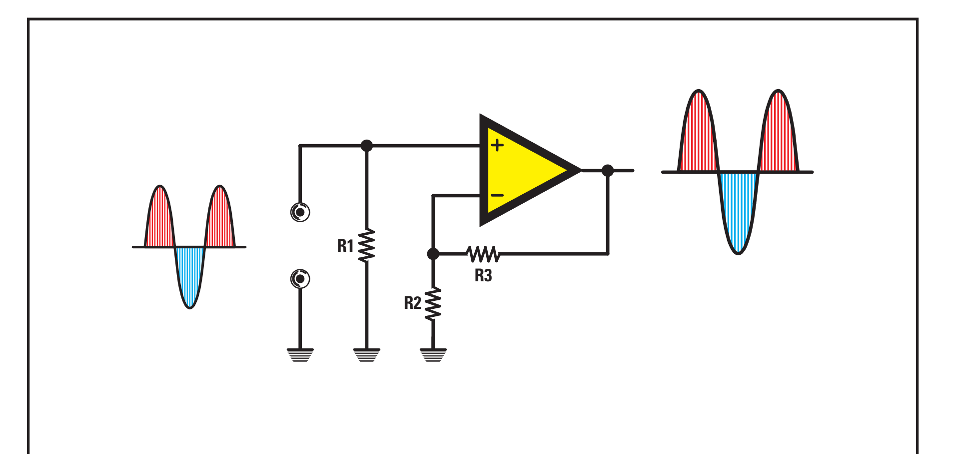


Figure 86 : Etage amplificateur utilisant l'entrée non inverseuse.

Si on applique un signal alternatif sur l'entrée "non inverseuse", en sortie, on prélèvera des sinusoïdes amplifiées, en phase avec le signal d'entrée, donc "non inversées".

Alimentation unique

Pour alimenter un opérationnel à l'aide d'une tension unique, on devra alimenter les deux broches d'entrée "+" et "–" à l'aide d'une tension qui soit exactement la moitié de celle d'alimentation.

Pour obtenir cette moitié de tension, il suffit de relier entre le positif et la masse d'alimentation deux résistances de 10 000 ohms (voir les figures 94, 95, 96, 97 et 98) reliées en série, et d'utiliser ensuite la jonction centrale des deux résistances R4 et R5 comme masse fictive pour relier les résistances d'entrée.

Si on alimente l'opérationnel avec une tension unique de 12 volts et qu'on relie ensuite un multimètre sur le point de jonction entre les deux résistances R4 et R5 et les deux extrémités de la pile de 12 volts, on lira, d'un côté 6 volts positifs et du côté opposé 6 volts négatifs, obtenant ainsi, de manière artificielle, une tension double de 6 + 6 volts.

Entrée avec le signe "+" pour une alimentation unique

Si on passe, à présent, au schéma électrique alimenté par une seule pile de 12 volts (tension unique) de la figure 94 et qu'on le compare au schéma électrique alimenté par deux piles de 12 volts (tension double) de la figure 83, on ne remarquera aucune différence :

- nous avons relié un voltmètre avec 0 central sur la broche de sortie,
- nous avons relié la résistance R1 sur la broche d'entrée non inverseuse "+" vers la masse fictive,

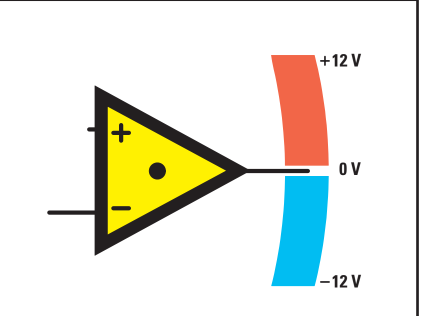


Figure 87 : Si on fixe le triangle de façon à ce que la broche de sortie se trouve en position horizontale, on peut voir comment la tension de sortie varie si on applique une tension positive ou négative sur l'entrée "–".

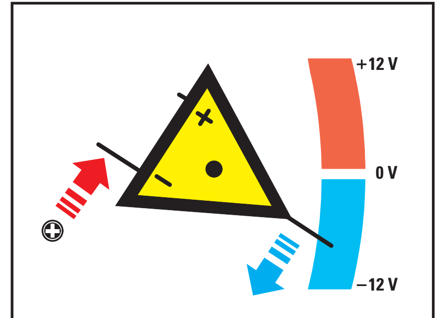


Figure 88 : Si on applique une tension positive sur l'entrée "–" (voir flèche rouge dirigée vers le haut), on verra immédiatement la pointe du triangle dévier vers la tension négative d'alimentation maximale de 12 volts.

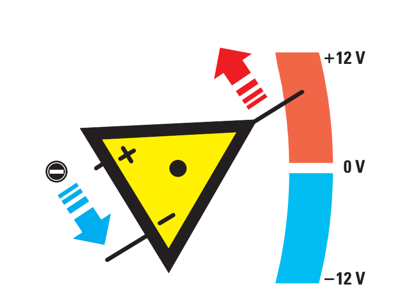


Figure 89 : Si on applique une tension négative sur l'entrée "–" (voir flèche bleue dirigée vers le bas), on verra immédiatement la pointe du triangle dévier vers la tension positive d'alimentation maximale de 12 volts.

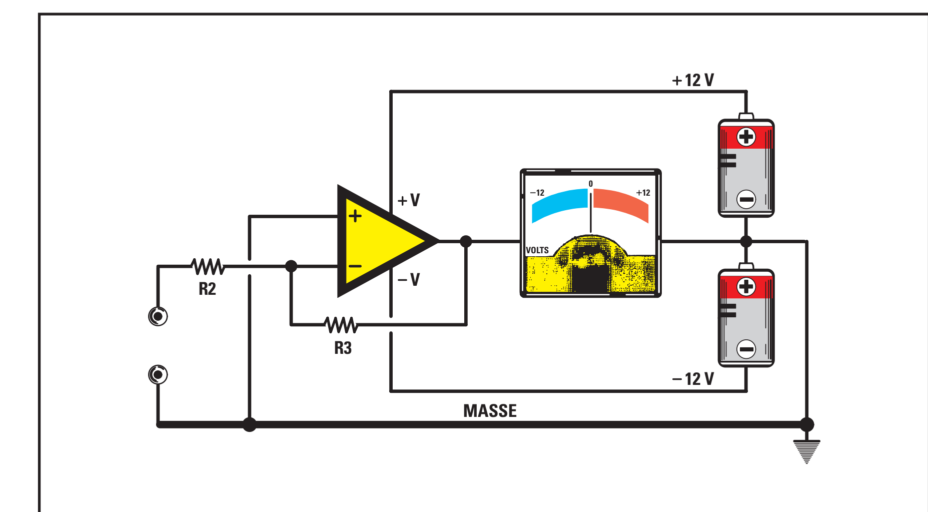


Figure 90 : Schéma électrique d'un étage amplificateur alimenté par une tension double utilisant l'entrée inverseuse.

Le voltmètre relié à la sortie nous indiquera la polarité de la tension.

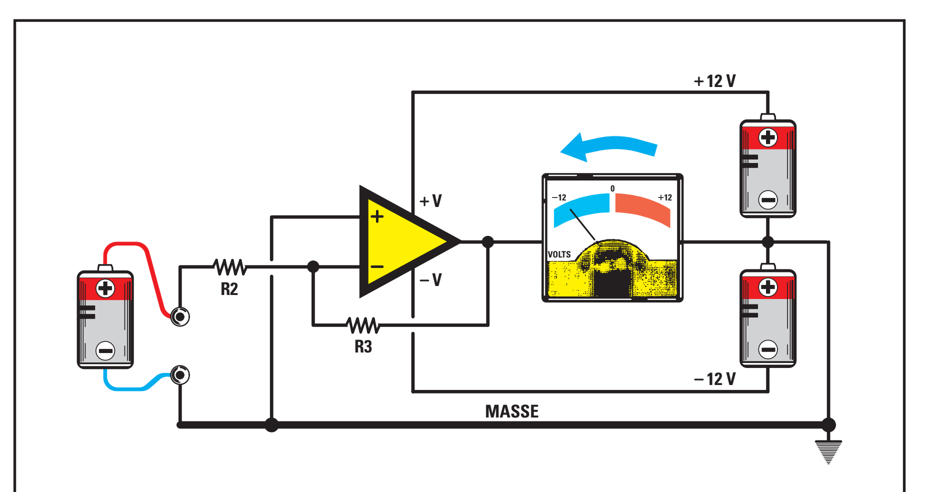


Figure 91 : Schéma électrique d'un étage amplificateur alimenté par une tension double utilisant l'entrée inverseuse.

Si on applique la tension positive, prélevée sur une pile, sur l'entrée inverseuse, on verra l'aiguille du voltmètre dévier brusquement vers les 12 volts négatifs de la tension d'alimentation.

- nous avons relié la résistance R2 à la broche de sortie inverseuse "–", toujours vers la masse fictive et la résistance R3 toujours reliée entre cette broche et la broche de sortie.

Si aucune tension n'est appliquée sur l'entrée "+" (voir figure 94), l'aiguille du voltmètre reste immobile au centre de l'échelle parce qu'une tension de 0 volt, par rapport à la masse fictive, se trouve sur la broche de sortie.

Si on applique une tension positive sur l'entrée "+" (voir figure 95), l'aiguille du voltmètre dévie vers les 6 volts positifs de l'alimentation.

Si on applique une tension négative sur l'entrée "+" (voir figure 96), l'aiguille du voltmètre dévie vers les 6 volts négatifs de l'alimentation.

Si on applique un signal alternatif sur l'entrée "+" (voir figure 97), on trouvera alors, en sortie, des sinusoïdes amplifiées dont la polarité n'est pas inversée.

Important : Si le voltmètre était relié entre la broche de sortie et la masse, c'est-à-dire là où est relié le négatif de la pile de 12 volts, on lirait la moitié de la tension, c'est-à-dire 6 volts.

Entrée avec le signe "–" avec une alimentation unique

Si on passe au schéma électrique alimenté par une seule pile de 12 volts (tension unique) de la figure 98 et qu'on le compare au schéma électrique alimenté par deux piles de 12 volts

(tension double) de la figure 90, on ne remarquera aucune différence :

- nous avons à nouveau relié un voltmètre avec 0 central sur la broche de sortie,
- nous avons relié la broche d'entrée non inverseuse "+" à la masse fictive, sans la résistance R1,
- nous avons relié la sortie inverseuse "–" au connecteur d'entrée du signal par l'intermédiaire de la résistance R2, en laissant toujours la résistance R3 reliée entre cette broche et la broche de sortie.

Si aucune tension n'est appliquée sur l'entrée "–" (voir figure 98), l'aiguille du voltmètre reste immobile au centre de l'échelle parce qu'une tension de 0 volt, par rapport à la masse fictive, se trouve sur la broche de sortie.

Si on applique une tension positive sur l'entrée "–" (voir figure 99), l'aiguille du voltmètre dévie vers les 6 volts négatifs de l'alimentation.

Si on applique une tension négative sur l'entrée "–" (voir figure 100), l'aiguille du voltmètre dévie vers les 6 volts positifs de l'alimentation.

Si on applique un signal alternatif sur l'entrée "–" (voir figure 101), on trouvera, sur la broche de sortie, des sinusoïdes amplifiées dont la polarité sera inversée.

Figure 92 : Schéma électrique d'un étage amplificateur alimenté par une tension double utilisant l'entrée inverseuse.

Si on applique la tension négative, prélevée sur une pile, sur l'entrée inverseuse, on verra l'aiguille du voltmètre dévier dans le sens opposé, c'est-à-dire vers les 12 volts positifs d'alimentation.

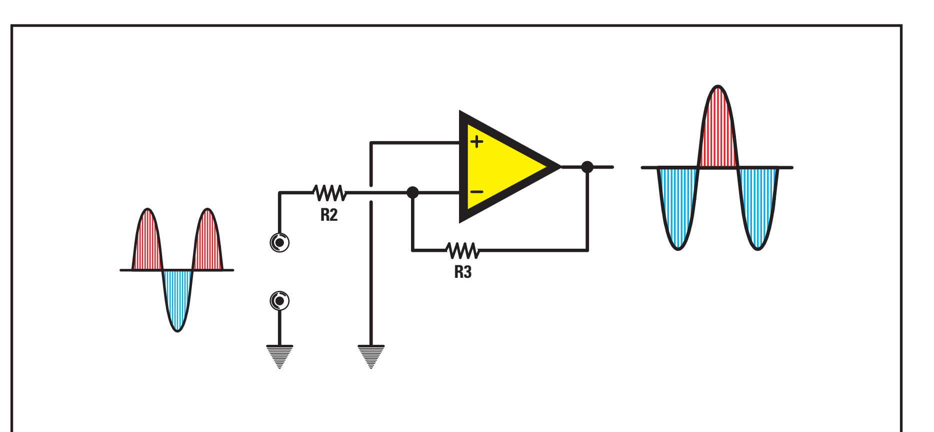


Figure 93 : Etage amplificateur alimenté par une tension double utilisant l'entrée inverseuse.

Si on applique un signal alternatif sur l'entrée "inverseuse", en sortie, on prélèvera des sinusoïdes amplifiées, en opposition de phase avec le signal d'entrée, donc "inversées".

Les avantages d'un opérationnel

Les amplificateurs opérationnels présentent beaucoup d'avantages par rapport aux transistors et aux FET.

Gain

Si on fait varier la valeur ohmique d'une seule résistance, il est possible de modifier le gain.

En fonction de nos exigences, on pourra prédéfinir un gain de 2, 5, 10, 20 ou 100 fois et avoir la certitude que celui-ci reste constant, même si la tension d'alimentation varie.

Si on a prédéfini un gain de 25 fois, l'opérationnel amplifiera n'importe quel signal appliqué sur l'une des deux entrées 25 fois, qu'elle soit alimentée par une tension double de 9 + 9, 12 + 12, 15 + 15 ou 20 + 20 volts ou par une tension unique de 9, 12, 15 ou 20 volts.

Haute impédance d'entrée

Tous les opérationnels ont une impédance d'entrée élevée, ce qui permet de pouvoir les relier à n'importe quelle source sans qu'intervienne une atténuation du signal.

Basse impédance de sortie

Tous les opérationnels ont une faible impédance de sortie, ce qui permet de pouvoir les relier à l'entrée de l'étage suivant sans aucun problème, ni d'adaptation, ni d'atténuation.

Large bande passante

Un opérationnel est capable de préamplifier un signal BF de 0 Hz jusqu'à plus de 100 kHz, ce qui signifie qu'il est très fiable pour réaliser des étages préamplificateurs Hi-Fi.

Le signal à préamplifier peut être appliqué, soit sur l'entrée non inverseuse soit sur l'entrée inverseuse.

Si on applique le signal sur l'entrée non inverseuse, on prélèvera, en sortie, un signal qui aura les demi-ondes positives et négatives parfaitement en phase avec le signal d'entrée (voir les figures 86 à 97).

Si on applique le signal sur l'entrée inverseuse, on prélèvera, en sortie, un signal qui aura les demi-ondes positives et négatives en opposition de phase par rapport au signal d'entrée (voir les figures 93 à 101).

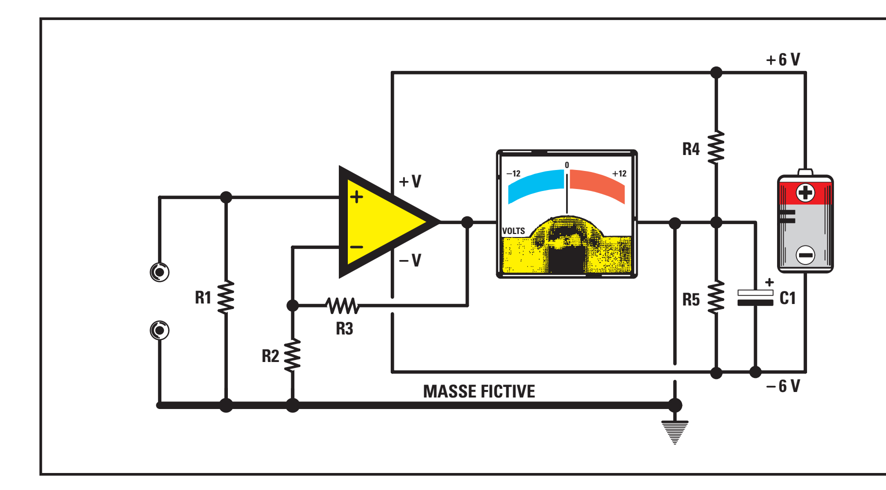


Figure 94 : Schéma électrique d'un étage amplificateur alimenté par une tension unique utilisant l'entrée non inverseuse.

Les deux résistances R4 et R5 de 10 000 ohms servent pour créer une "masse fictive".

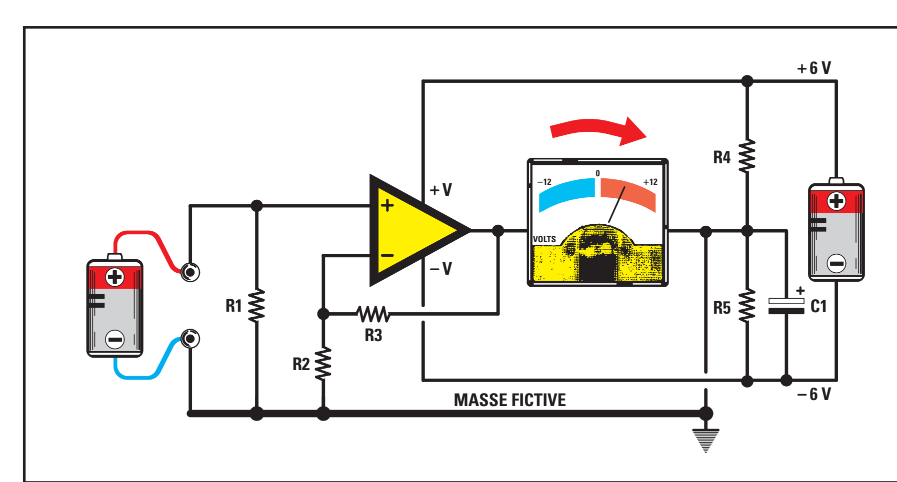


Figure 95 : Schéma électrique d'un étage amplificateur alimenté par une tension unique utilisant l'entrée non inverseuse.

Si on applique une tension positive sur l'entrée non inverseuse, l'aiguille du voltmètre déviera vers une valeur maximale de 6 volts positifs, qui correspondent exactement à la moitié de la tension d'alimentation.

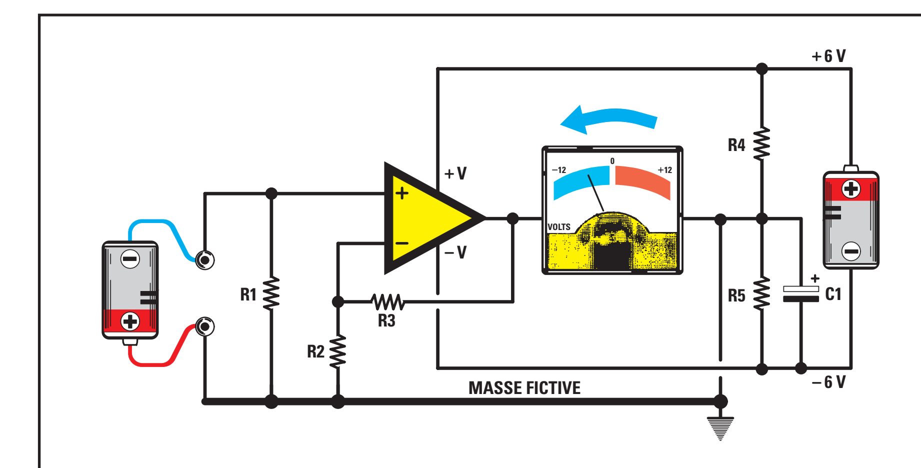


Figure 96 : Schéma électrique d'un étage amplificateur alimenté par une tension unique utilisant l'entrée non inverseuse.

Si on applique une tension négative sur l'entrée non inverseuse, l'aiguille du voltmètre déviera vers une valeur maximale de 6 volts négatifs, qui correspondent exactement à la moitié de la tension d'alimentation.

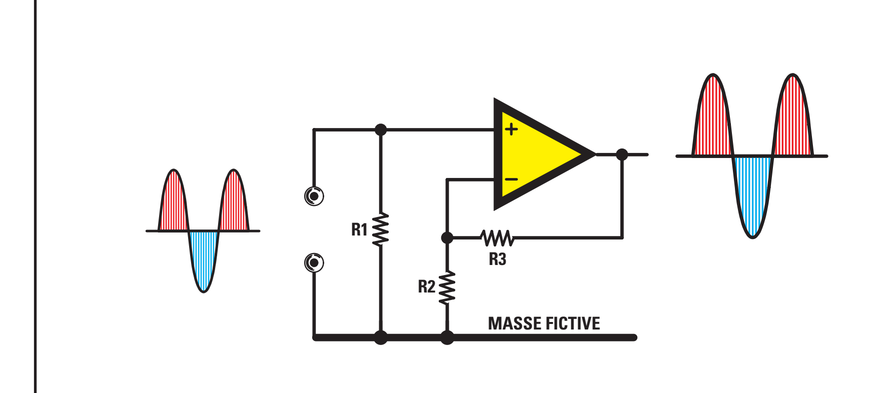


Figure 97 : Etage amplificateur alimenté par une tension unique utilisant l'entrée non inverseuse.

Si on applique un signal alternatif sur l'entrée non inverseuse, on prélèvera en sortie des sinusoïdes amplifiées non inversées.

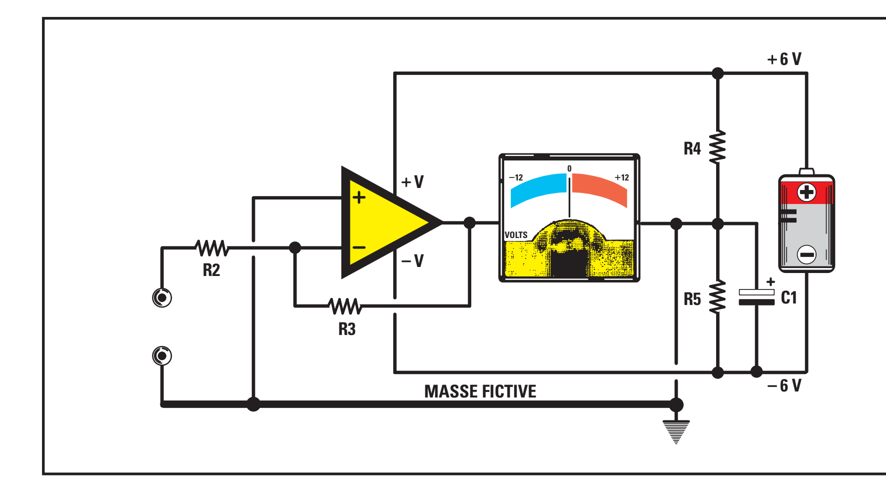


Figure 98 : Schéma électrique d'un étage amplificateur alimenté par une tension unique utilisant l'entrée inverseuse.

Les deux résistances R4 et R5 de 10 000 ohms servent pour créer une "masse fictive".

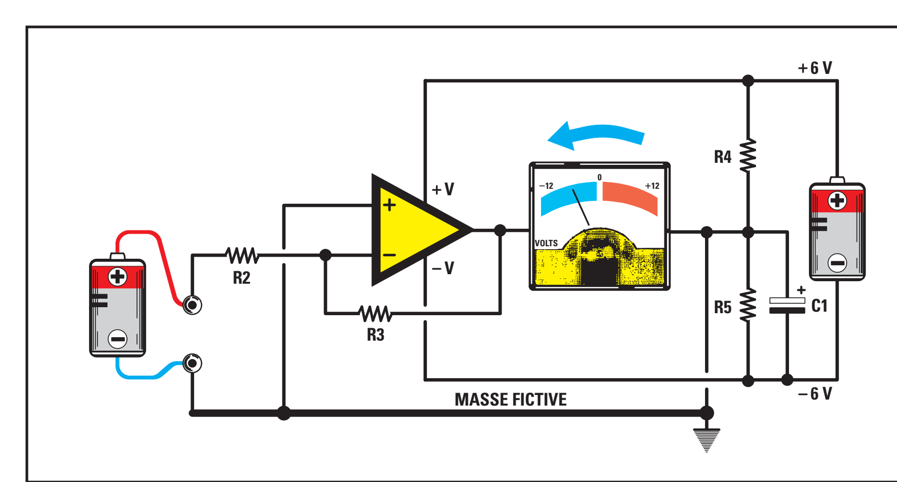


Figure 99 : Schéma électrique d'un étage amplificateur alimenté par une tension unique utilisant l'entrée inverseuse.

Si on applique une tension positive sur l'entrée inverseuse, l'aiguille du voltmètre déviera vers une valeur maximale de 6 volts négatifs, qui correspondent exactement à la moitié de la tension d'alimentation.

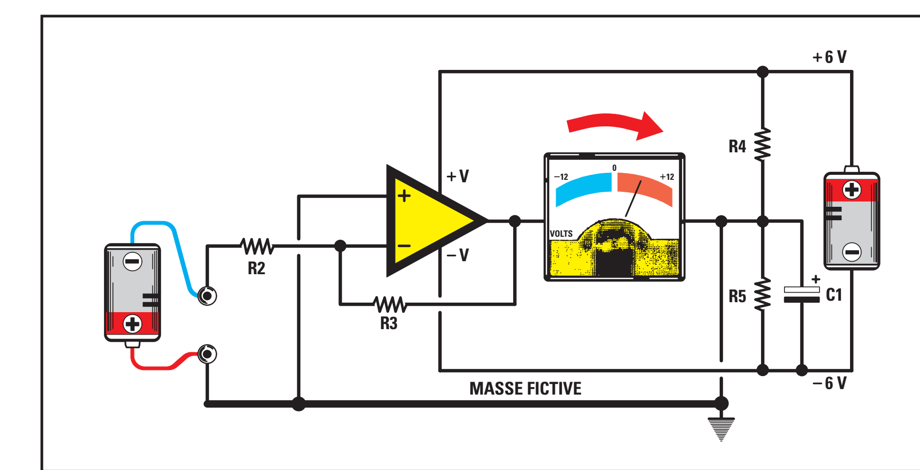


Figure 100 : Schéma électrique d'un étage amplificateur alimenté par une tension unique utilisant l'entrée inverseuse.

Si on applique la tension négative, l'aiguille du voltmètre déviera vers une valeur maximale de 6 volts positifs, qui correspondent exactement à la moitié de la tension d'alimentation.

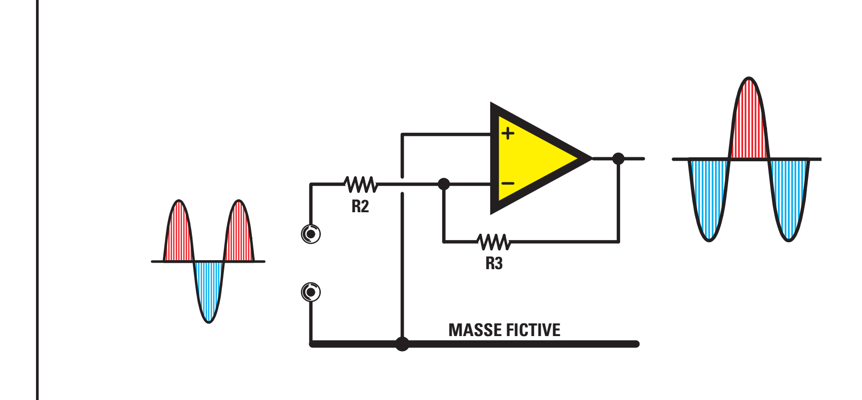
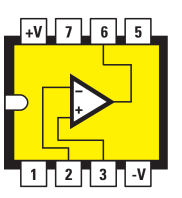
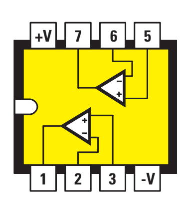
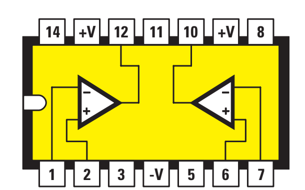


Figure 101 : Etage amplificateur alimenté par une tension unique utilisant l'entrée inverseuse.

Si on applique un signal alternatif sur l'entrée inverseuse, on prélèvera en sortie des sinusoïdes amplifiées de polarité inverse.







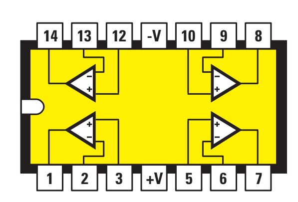


Figure 102 : A l'intérieur d'un circuit intégré de type µA741, TL081, LM141 ou LM748, on trouve un seul opérationnel, tandis que dans un circuit intégré de type µA747 ou TL082, on en trouve deux et, dans un circuit intégré de type LM324 ou TL084, on en trouve quatre. Sur ces dessins, le brochage du support est vu du dessus, avec le repère-détrompeur en forme de U dirigé vers la gauche. Les deux broches d'alimentation sont repérées par +V et –V.

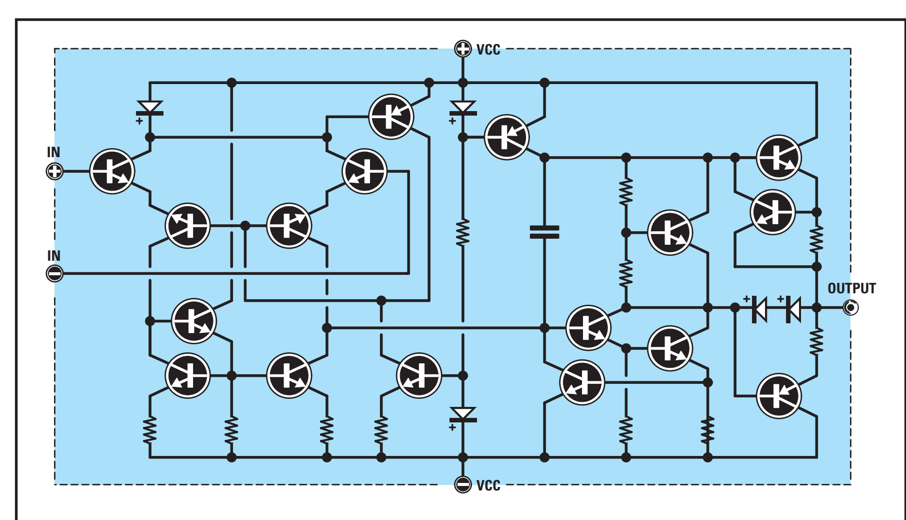


Figure 103 : Schéma électrique d'un opérationnel avec une entrée à transistor, comme par exemple le µA741.

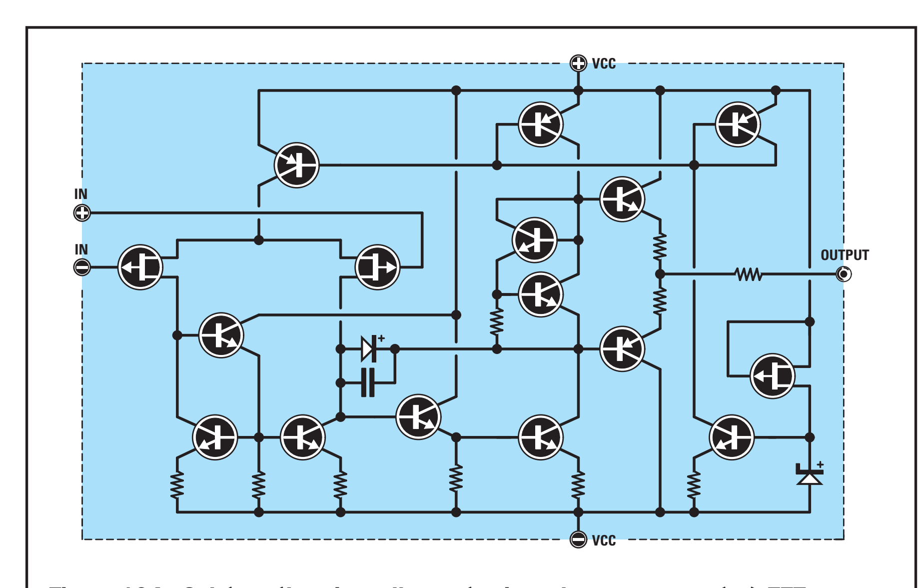


Figure 104 : Schéma électrique d'un opérationnel avec une entrée à FET, comme par exemple le TL081.

VUE DE DESSUS

8 7 6 5 — 14 13 12 11 10 9 8

1 2 3 4 — 1 2 3 4 5 6 7

VUE DE DESSOUS

1 2 3 4 — 1 2 3 4 5 6 7

8 7 6 5 — 14 13 12 11 10 9 8

Figure 105 : Le repère-détrompeur en forme de U nous permet de repérer la broche 1. Il peut être remplacé par un point, proche de la broche 1.

Liste des composants de l'alimentation double LX.5030

Dans la leçon précédente, la liste des composants de l'alimentation double LX.5030 s'est éclipsée discrètement sans que personne ne s'en aperçoive. Après avoir lancé un avis de recherche, nous l'avons retrouvée, cachée au fond de la corbeille à papiers. Nous l'avons fait prisonnière et nous vous la livrons, ici, pieds et poings liés !

R1 = 3,3 kΩ
R2 = 3,3 kΩ
R3 = 390 Ω
R4 = 220 Ω
R5 = 500 Ω trimer
R6 = 220 Ω
R7 = 150 Ω
R8 = 1,5 kΩ
R9 = 150 Ω
R10 = 1,2 kΩ
R11 = 3,3 kΩ
R12 = 8,2 kΩ
R13 = 330 Ω
R14 = 330 Ω
R15 = 150 Ω
R16 = 18 kΩ
C1 = 4 700 µF électrolytique
C2 = 4 700 µF électrolytique
C3 = 100 nF polyester
C4 = 100 nF polyester
C5 = 10 µF électrolytique
C6 = 10 µF électrolytique
C7 = 220 µF électrolytique
C8 = 100 nF polyester
C9 = 220 µF électrolytique
C10 = 100 nF polyester
DS1 = Diode 1N4007
DS2 = Diode 1N4007
DS3 = Diode 1N4007
IC1 = Régulateur LM317
IC2 = Régulateur LM337
RS1 = Pont redresseur
T1 = Transfo. 50 W (T050.04)
Prim. 220 V
Sec. 2 x 16 V 1,5 A
S1 = Inter. avec voyant
S2 = Commutateur rotatif
3 circuits 4 positions

A suivre

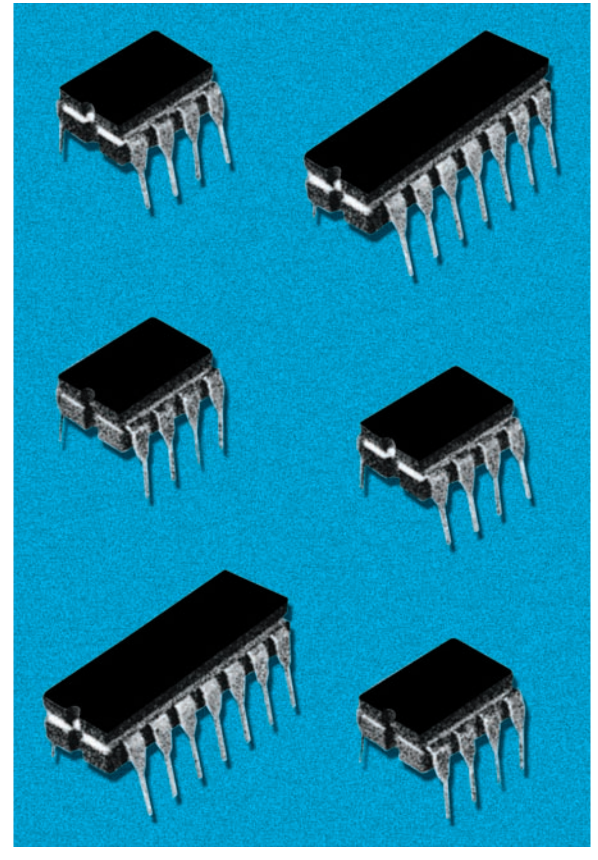
NOTES

NIVEAU 2
LEÇON N°31-2

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les amplificateurs opérationnels (2)

Dans la précédente leçon, nous avons sérieusement décanté les principes de base du fonctionnement des amplificateurs opérationnels. Dans cette seconde partie, nous continuons la théorie des amplis op, appliquée aux préamplificateurs.





Préamplificateur en courant continu, alimenté par une tension double, utilisant l'entrée non inverseuse

Vous trouverez sur la figure 106, le schéma électrique d'un préamplificateur pour tensions continues et alternatives utilisant l'entrée non inverseuse.

Si on fait varier la valeur des résistances R2 et R3, il est possible de modifier le gain. Pour ce faire, la formule est très simple :

Gain = (R3 : R2) + 1

Si on connaît la valeur de R3 et qu'on sait de combien de fois on souhaite amplifier un signal, on pourra calculer la valeur de la résistance R2 en effectuant cette simple opération :

Valeur de R2 = R3 : (gain – 1)

Si on connaît la valeur de R2 et qu'on sait de combien de fois on souhaite amplifier un signal, on pourra calculer la valeur de la résistance R3 en effectuant cette simple opération :

Valeur de R3 = R2 x (gain – 1)

Exemple :

Dans un schéma de préamplificateur utilisant l'entrée non inverseuse, on trouve les valeurs suivantes :

R3 = 100 000 ohms
R2 = 10 000 ohms

Dans un second schéma de préamplificateur, par contre, on trouve ces deux différentes valeurs :

R3 = 220 000 ohms
R2 = 22 000 ohms

On souhaite donc savoir lequel de ces deux préamplificateurs a le gain maximal.

Solution :

Si on utilise la formule pour le calcul du gain, on obtiendra les valeurs suivantes :

1er schéma
(100 000 : 10 000) + 1 = 11 fois

2e schéma
(220 000 : 22 000) + 1 = 11 fois

Comme vous pouvez le remarquer, même si on change la valeur des résistances R3 et R2, le gain ne change pas.

Exemple :

Dans un circuit à entrée non inverseuse, calculé pour amplifier 15 fois le signal, la résistance R3 s'est endommagée. Etant donné qu'on ne parvient pas à lire sa valeur exacte, on désire la calculer.

Solution :

Pour calculer la valeur de la résistance R3 on devra nécessairement connaître la valeur de R2 et, en admettant que celle-ci soit de 3 300 ohms, on pourra utiliser la formule suivante :

valeur de R3 = R2 x (gain – 1)

En insérant les données que nous avons, on obtient :

3 300 x (15 – 1) = 46 200 ohms

Etant donné que cette valeur n'est pas une valeur standard, la valeur de R3 devra certainement être de 47 000 ohms.

Avec 47 000 ohms, on obtiendra un gain de :

(47 000 : 3 300) + 1 = 15,24 fois

Comme toutes les résistances ont une tolérance de ±5 %, il n'est pas à exclure que le gain effectif qu'on obtiendra oscille d'un minimum de 14,5 fois jusqu'à un maximum de 15,9 fois.

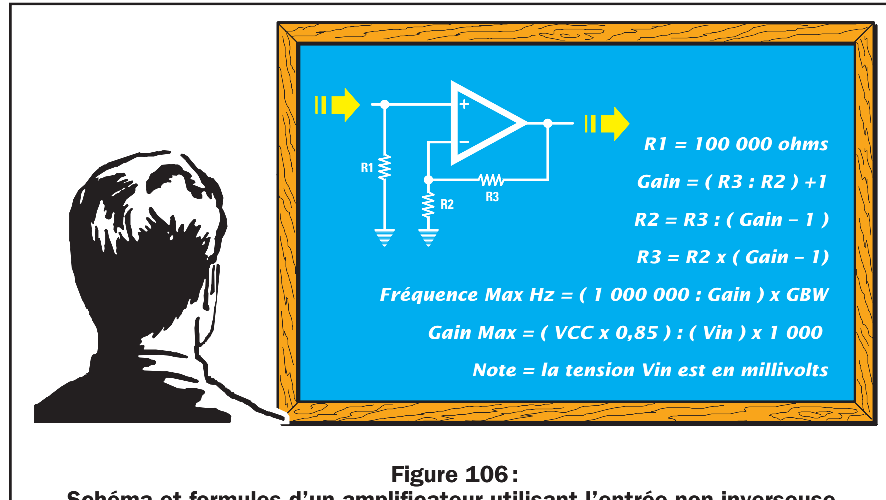


Figure 106 :
Schéma et formules d'un amplificateur utilisant l'entrée non inverseuse.

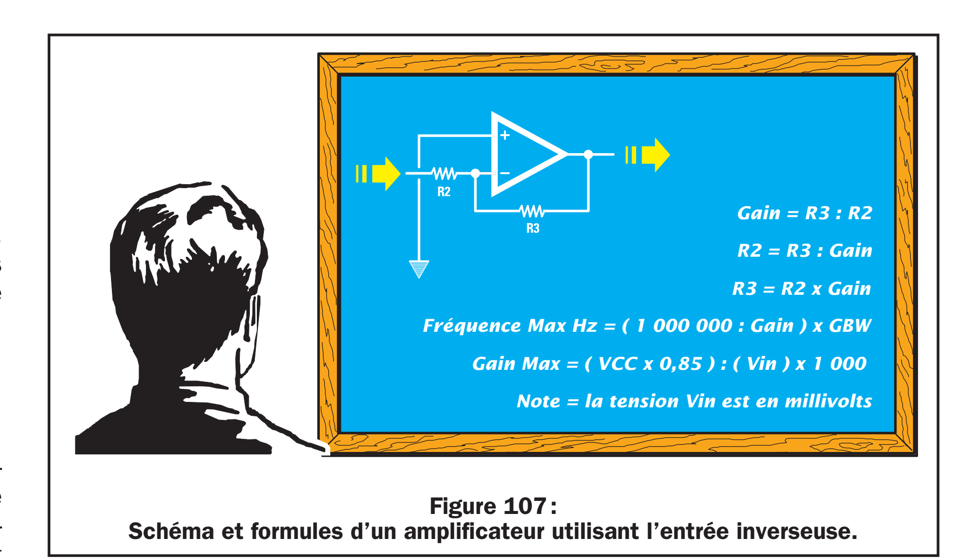


Figure 107 :
Schéma et formules d'un amplificateur utilisant l'entrée inverseuse.

Préamplificateur en courant continu, alimenté par une tension unique, utilisant l'entrée non inverseuse

Si on souhaite alimenter le préamplificateur présenté sur la figure 106 avec une tension unique, on devra le modifier de la même manière que sur la figure 94.

En fait, on devra seulement ajouter deux résistances de 10 000 ohms (voir R4 et R5), puis un condensateur électrolytique de 10 à 47 microfarads.

La résistance R2 reliée à la broche inverseuse opposée ne sera plus reliée à la masse, c'est-à-dire au négatif de la pile d'alimentation, mais au fil qui part de la jonction des deux résistances R4 et R5, c'est-à-dire de la masse fictive.

Dans ce schéma également, nous utiliserons la même formule pour faire varier le gain :

gain = (R3 : R2) + 1

Dans toutes les formules données, il est possible d'insérer la valeur des deux résistances R3 et R2 exprimée en ohms ou en kilohms.

Préamplificateur en courant continu, alimenté par une tension double, utilisant l'entrée inverseuse

Le schéma électrique de la figure 107 est celui d'un préamplificateur pour tensions continues et alternatives utilisant l'entrée inverseuse.

Sur ce schéma aussi, pour faire varier le gain, il faut seulement modifier la valeur des résistances R3 et R2 en utilisant cette formule :

gain = R3 : R2

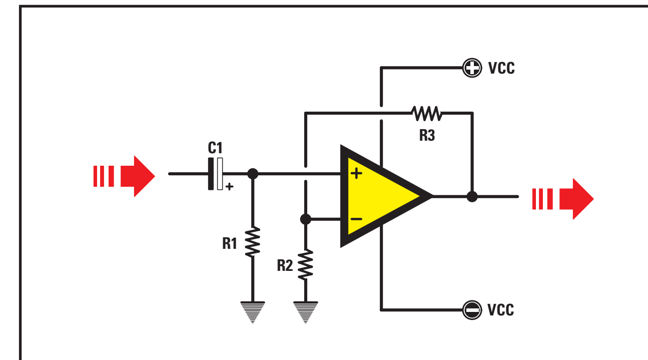


Figure 108 : Schéma d'un amplificateur en alternatif, alimenté par une tension double, utilisant l'entrée non inverseuse. Sur ce schéma, les deux résistances R1 et R2 sont reliées à la masse.

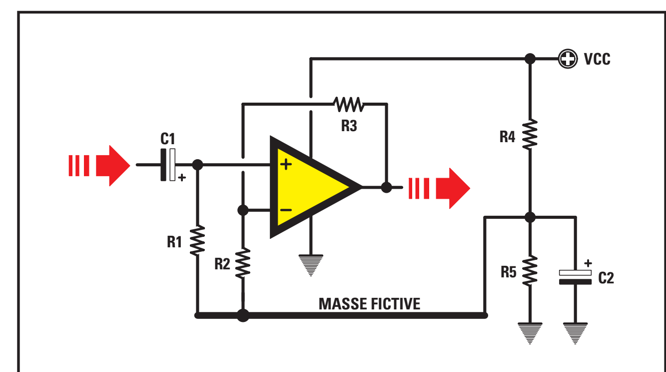


Figure 109 : Schéma d'un amplificateur en alternatif, alimenté par une tension unique, utilisant l'entrée non inverseuse. Les deux résistances R1 et R2 sont reliées à la masse fictive.

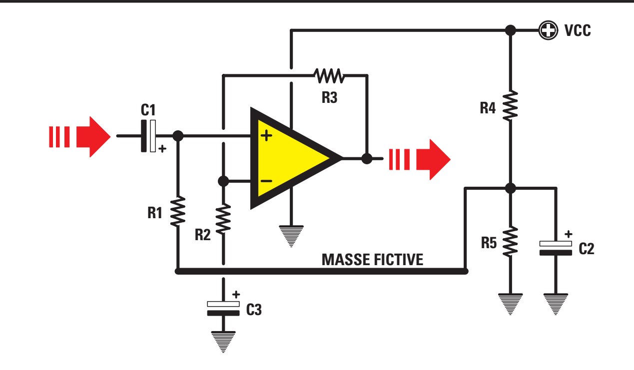


Figure 110 : Pour relier la résistance R2 à la masse, on devra lui appliquer, en série, un condensateur électrolytique de 4,7 microfarads. La résistance R1 doit toujours être reliée à la masse fictive.

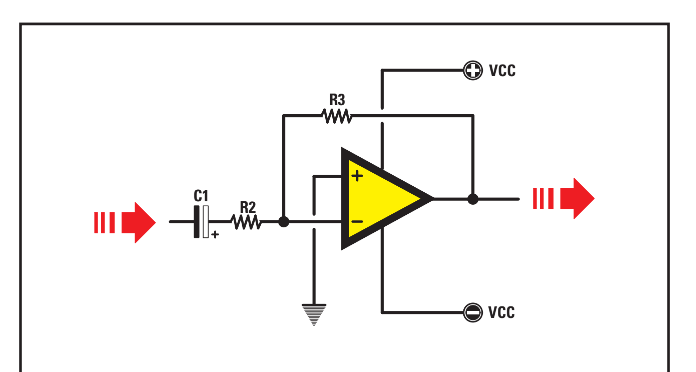


Figure 111 : Schéma d'un amplificateur en alternatif, alimenté par une tension double, utilisant l'entrée inverseuse. L'entrée opposée, non inverseuse, doit être reliée directement à la masse.

Si on connaît la valeur de R3 et qu'on sait de combien de fois on souhaite amplifier un signal, on pourra calculer la valeur de la résistance R2 en effectuant cette simple opération :

valeur de R2 = R3 : gain

Si on connaît la valeur de R2, on pourra calculer la valeur de la résistance R3 en effectuant l'opération suivante :

valeur de R3 = R2 x gain

Exemple :

Nous souhaitons réaliser un étage préamplificateur avec entrée inverseuse qui amplifie 100 fois un signal. On souhaite donc, pour cela, connaître les valeurs à utiliser pour les deux résistances R3 et R2.

Solution :

Pour commencer, on devra choisir la valeur de la résistance R2 et, en admettant que ce soit 4 700 ohms, on pourra connaître la valeur de la résistance R3 grâce à la formule :

valeur de R3 = R2 x gain

On obtiendra donc une valeur de :

4 700 x 100 = 470 000 ohms

Au lieu de choisir la valeur de la résistance R2, on pourra choisir celle de la résistance R3 puis calculer la valeur de R2.

Si on choisit une valeur de 680 000 ohms pour R3, pour amplifier 100 fois un signal, on devra utiliser pour R2 une valeur de :

680 000 : 100 = 6 800 ohms

Exemple :

Dans un circuit préamplificateur utilisant l'entrée inverseuse, on trouve les valeurs suivantes :

R2 = 39 000 ohms
R3 = 560 000 ohms

On voudra donc savoir de combien de fois le signal appliqué sur son entrée sera amplifié.

Solution :

Pour connaître le gain de cet étage amplificateur, on utilisera la formule suivante :

gain = R3 : R2

En insérant les données que nous avons, on obtient :

560 000 : 39 000 = 14,35 fois

Si on considère le fait que toutes les résistances ont une tolérance, on peut affirmer que cet étage amplifiera de 13,5 à 15 fois un signal.

Préamplificateur en courant continu, alimenté par une tension unique, utilisant l'entrée inverseuse

Si on souhaite alimenter le préamplificateur de la figure 107 avec une tension unique, il nous faut le modifier sur le modèle de celui de la figure 98.

En fait, il nous suffira d'ajouter deux résistances de 10 000 ohms (voir R4

et R5), ainsi qu'un condensateur électrolytique de 10 à 47 microfarads.

La broche non inverseuse opposée ne doit pas être reliée à la masse, c'est-à-dire au négatif de la pile d'alimentation, mais sur la jonction des deux résistances R4 et R5, c'est-à-dire sur la masse fictive.

Sur ce schéma également, pour faire varier le gain, on utilisera la même formule :

gain = R3 : R2

Si on connaît la valeur de R3 et qu'on sait de combien de fois on souhaite amplifier un signal, on pourra calculer la valeur de la résistance R2 en effectuant cette simple opération :

valeur de R2 = R3 : gain

Préamplificateur en courant alternatif, alimenté par une tension double, utilisant l'entrée non inverseuse

Dans les précédents préamplificateurs nous pouvions appliquer sur les entrées, aussi bien une tension continue qu'une tension alternative. Mais, pour pouvoir réaliser un étage amplificateur pour les signaux alternatifs uniquement nous allons devoir apporter une petite modification au schéma.

Dans la figure 108 nous avons représenté le schéma électrique d'un préamplificateur pour les tensions alternatives uniquement, utilisant l'entrée non inverseuse.

La seule différence notable par rapport au schéma d'un préamplificateur pour courant continu est de trouver, sur l'entrée non inverseuse, un condensateur électrolytique de 4,7 microfarads (voir C1) dont la patte négative se trouve du côté du signal.

Pour faire varier le gain, nous devrons agir uniquement sur les valeurs des résistances R3 et R2 et la formule à utiliser est toujours la même :

gain = (R3 : R2) + 1

Préamplificateur en courant alternatif, alimenté par une tension unique, utilisant l'entrée non inverseuse

Pour alimenter le préamplificateur de la figure 108 avec une tension unique, on devra modifier le schéma de la même manière que celui représenté sur la figure 109.

En fait, on devra seulement ajouter deux résistances de 10 000 ohms (voir R4 et R5), ainsi qu'un condensateur électrolytique de 10 à 47 microfarads.

La résistance R1, reliée à l'entrée non inverseuse, et la résistance R2, reliée à la broche opposée, ne devront plus être reliées à la masse, mais à la jonction des deux résistances R4 et R5.

Pour ce schéma aussi, pour changer le gain, nous utiliserons la même formule :

gain = (R3 : R2) + 1

Si on voulait relier à la masse la résistance R2, comme sur la figure 110, on devrait relier en série un condensateur électrolytique (voir C3).

La capacité de ce condensateur doit être calculée en fonction de la valeur de R2 et de la fréquence minimale qu'on souhaite amplifier.

Pour trouver la capacité de ce condensateur, on pourra utiliser cette formule :

microfarads C3 =
159 000 : (R2 x hertz)

Pour réaliser des préamplificateurs Hi-Fi, on choisit normalement une fréquence minimale de 15 hertz.

Exemple :

On souhaite réaliser le schéma de la figure 110 et, étant donné que la valeur de R2 est de 3 300 ohms, on voudrait savoir quelle capacité choisir pour le condensateur électrolytique C3.

Solution :

Etant donné qu'on veut préamplifier les fréquences à partir de 15 hertz, on devra utiliser une capacité de :

159 000 : (3 300 x 15) =
3,21 microfarads

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, on choisira une valeur supérieure, c'est-à-dire 4,7 microfarads et pour savoir quelle fréquence minimale on pourra préamplifier, on utilisera la formule suivante :

hertz = 159 000 : (R2 x microfarads)

Donc, avec 4,7 microfarads, on commencera à amplifier à partir d'une fréquence minimale de :

159 000 : (3 300 x 4,7) =
10,25 hertz

Si la valeur de la résistance R2 était de 10 000 ohms, on devrait utiliser une capacité de :

159 000 : (10 000 x 15) =
1 microfarad

Comme tous les condensateurs électrolytiques ont des tolérances élevées, il est préférable de choisir une capacité supérieure, par exemple 2 microfarads.

Préamplificateur en courant alternatif, alimenté par une tension double, utilisant l'entrée inverseuse

Vous trouverez, sur la figure 111, le schéma électrique d'un préamplificateur conçu seulement pour les signaux alternatifs utilisant l'entrée inverseuse.

Sur ce schéma également, pour faire varier le gain, il faut modifier la valeur des résistances R3 et R2 en utilisant la formule suivante :

gain = R3 : R2

Si on connaît la valeur de R3 et qu'on sait de combien de fois on souhaite amplifier un signal, on pourra calculer la valeur de la résistance R2 :

valeur de R2 = R3 : gain

Connaissant la valeur de R2 et sachant de combien de fois on souhaite amplifier un signal, on pourra calculer la valeur de la résistance R3 :

valeur de R3 = R2 x gain

Exemple :

On souhaite réaliser un étage qui amplifie 100 fois un signal. On doit donc, pour cela, connaître les valeurs à utiliser pour les deux résistances R3 et R2.

Solution :

Pour commencer, on devra choisir la valeur de la résistance R2 et, en admettant que ce soit 4 700 ohms, on pourra connaître la valeur de la résistance R3 grâce à la formule :

valeur de R3 = R2 x gain

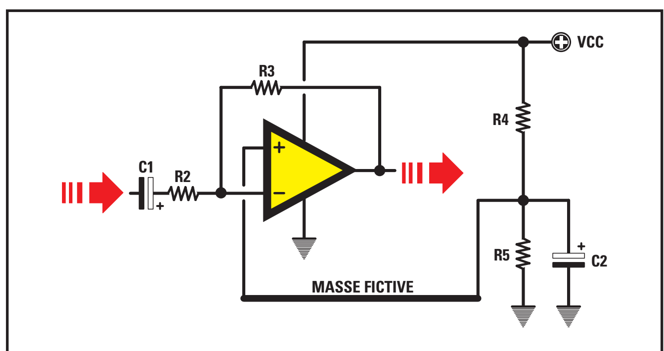


Figure 112 : Schéma d'un amplificateur en alternatif, alimenté par une tension unique, utilisant l'entrée inverseuse. L'entrée opposée, non inverseuse, doit être reliée à la masse fictive.

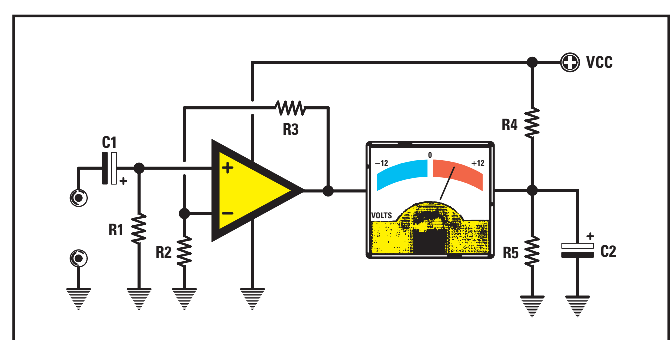


Figure 113 : Si on ne relie pas R1 et R2 à la masse fictive lorsqu'on alimente l'opérationnel avec une tension unique, on retrouvera sur la broche de sortie une tension égale à la moitié de celle d'alimentation.

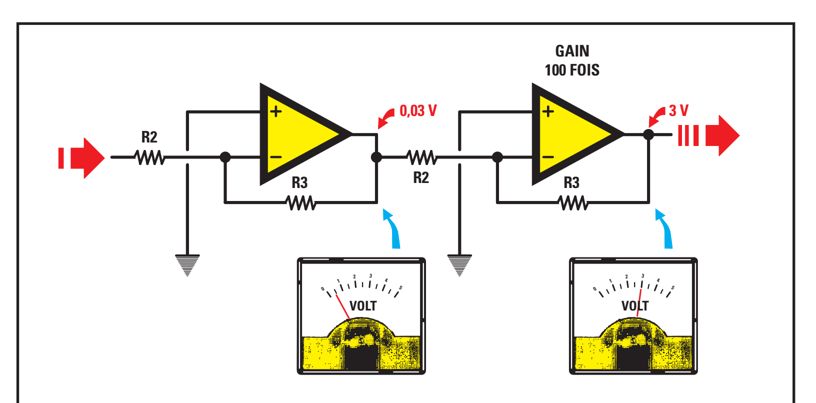


Figure 114 : Une tension résiduelle de 0,03 volt qui se trouverait sur la sortie du premier opérationnel, en entrant dans le second opérationnel calculé pour un gain de 100 fois, fournirait sur la sortie de celui-ci, une tension positive ou négative de 3 volts.

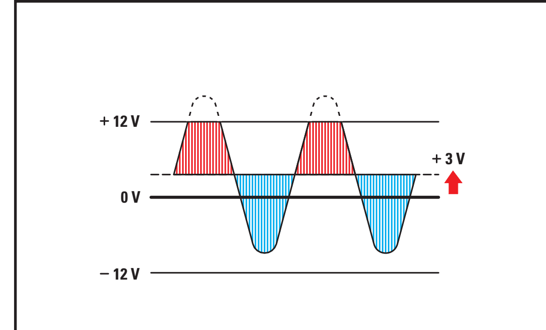


Figure 115 : Si 3 volts positifs se trouvent sur la sortie du second étage, en amplifiant un signal alternatif, on se retrouvera avec toutes les demi-ondes positives tronquées.

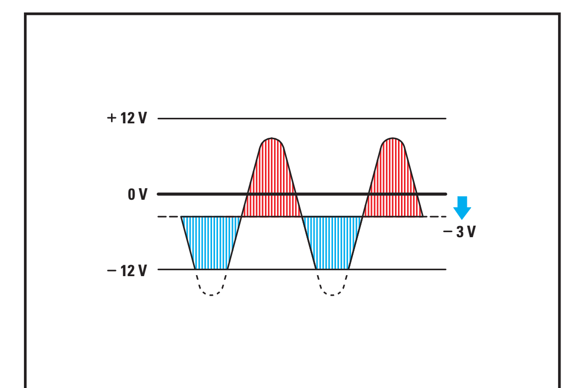


Figure 116 : Si 3 volts négatifs se trouvent sur la sortie du second étage, en amplifiant un signal alternatif, on se retrouvera avec toutes les demi-ondes négatives tronquées.

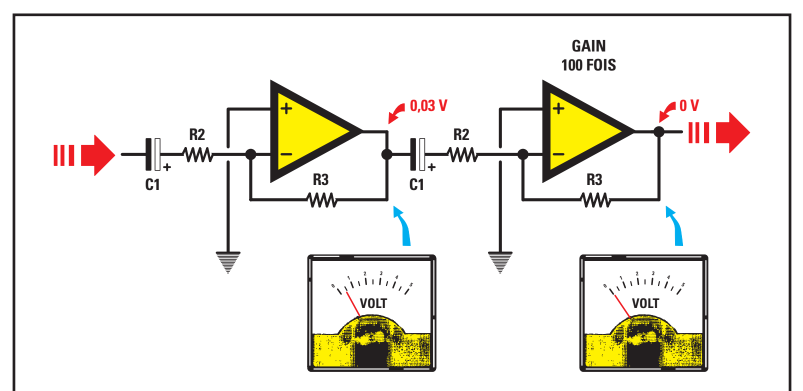


Figure 117 : En injectant un signal alternatif sur l'entrée du premier étage et en le reliant la sortie du premier étage à l'entrée du suivant par un condensateur électrolytique, celui-ci ne laissera passer aucune tension continue et on obtiendra ainsi une tension de 0 volt sur la sortie du second étage.

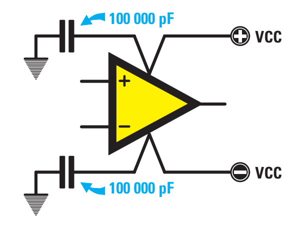


Figure 118 : Pour éviter des auto-oscillations, on devra relier un condensateur polyester ou céramique de 47 000 à 100 000 pF entre chacune des broches d'alimentation +Vcc, –Vcc et la masse.

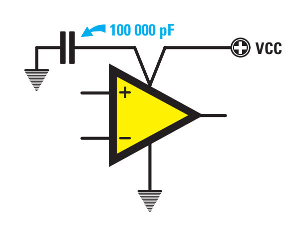


Figure 119 : Si l'opérationnel est alimenté avec une tension unique, on utilisera un seul condensateur de 47 000 à 100 000 pF, que l'on reliera entre la broche d'alimentation +Vcc et la masse.

On devra donc utiliser pour R3 une valeur de :

4 700 x 100 = 470 000 ohms

Si on le souhaite, on pourra choisir la valeur de la résistance R3 puis calculer la valeur de R2.

Si on choisit pour R3 une valeur de 680 000 ohms, on devra utiliser pour R2 une valeur de :

680 000 : 100 = 6 800 ohms

Exemple :

Dans un circuit préamplificateur utilisant l'entrée inverseuse, on trouve les valeurs suivantes :

R2 = 39 000 ohms
R3 = 560 000 ohms

On voudra donc savoir de combien de fois le signal appliqué sur son entrée sera amplifié.

Solution :

Pour connaître le gain de cet étage amplificateur, on utilisera la formule suivante :

gain = R3 : R2

En insérant les données que nous avons, on obtient :

560 000 : 39 000 =
14,35 fois

Si on considère le fait que toutes les résistances ont une tolérance, on peut affirmer que cet étage amplifiera de 13,5 à 15 fois un signal.

Préamplificateur en courant alternatif, alimenté par une tension unique, utilisant l'entrée inverseuse

Pour alimenter le préamplificateur de la figure 111 avec une tension unique, il nous faut le modifier sur le modèle de celui de la figure 112.

En fait, il nous suffira d'ajouter deux résistances de 10 000 ohms (voir R4 et R5), ainsi qu'un condensateur électrolytique de 10 à 47 microfarads.

La broche non inverseuse ne doit pas être reliée à la masse, mais au fil qui part de la jonction des deux résistances R4 et R5.

Pour modifier le gain, on utilisera la même formule que celle utilisée pour le schéma de la figure 111 :

gain = R3 : R2

Connaissant la valeur de R3 et sachant de combien de fois on souhaite amplifier un signal, on pourra calculer la valeur de la résistance R2 en effectuant cette simple opération :

valeur de R2 = R3 : gain

Connaissant la valeur de R2 et sachant de combien de fois on souhaite amplifier un signal, on pourra calculer la valeur de la résistance R3 :

valeur de R3 = R2 x gain

Les avantages d'un amplificateur double en courant alternatif

Si aucune tension n'est appliquée sur les deux entrées (voir figures 83 à 90), en théorie, sur la broche de sortie, on devrait trouver une tension de 0 volt mais, en raison des tolérances de construction, on pourrait trouver sur cette broche une tension positive ou bien une tension négative de quelques millivolts capable de saturer l'étage suivant.

Considérons maintenant le schéma de la figure 114. Admettons que sur la broche de sortie du premier opérationnel se trouve une tension de 0,03 volt positif. Cette tension, en l'absence de signal, arrivera sur la broche d'entrée du second opérationnel et sera amplifiée de la valeur du gain de cet étage. Ainsi, en l'absence de signal, on se retrouvera avec une tension positive de plusieurs volts sur sa broche de sortie.

En admettant que les résistances R2 et R3 du second opérationnel soient calculées pour amplifier 100 fois une tension, on se retrouvera avec une tension continue, en sortie, de :

0,03 x 100 =
3 volts positifs

Avec une tension si élevée, on pourrait courir le risque de tronquer toutes les demi-ondes positives amplifiées (voir figure 115).

***Note** : Cette tension, appelée tension offset, pourrait également être négative (voir figure 116).*

Si le couplage entre les deux étages est effectué en tension alternative, en interposant un condensateur (voir figure 117) entre la sortie du premier opérationnel et l'entrée du second, celui-ci ne laissera passer aucune tension continue. Ainsi, en l'absence de signal et même s'il existe une tension d'offset, on retrouvera en sortie du second opérationnel une tension de 0 volt ou tout au plus une tension insignifiante de 0,03 volt.

La bande passante

S'agissant des préamplificateurs pour signaux audio, il est toujours préférable de limiter la bande passante sur les fréquences les plus hautes afin d'éviter d'amplifier des fréquences ultrasoniques et, également, afin d'éviter que l'opérationnel puisse auto-osciller sur des fréquences que notre oreille ne peut pas entendre.

Etant donné que notre oreille peut percevoir une fréquence maximale d'environ 20 kilohertz, on pourra limiter la bande passante à 30 kilohertz. Pour cela, il suffit de relier en parallèle à R3 un petit condensateur comme celui visible sur les figures 120 et 121.

Pour calculer la valeur du condensateur C2 en picofarads, on pourra utiliser cette formule :

picofarads C2 =
159 000 : (R3 kilohm x kHz)

Exemple :

Pour limiter la bande passante sur ces 30 kHz pour deux préamplificateurs différents qui ont pour valeurs ohmiques de R3 :

1er schéma
470 000 ohms soit 470 kilohms

2e schéma
150 000 ohms soit 150 kilohms

Solution :

Dans le premier schéma, utilisant une résistance R3 de 470 kilohms, on devra utiliser un condensateur de :

159 000 : (470 x 30) =
11 picofarads

Comme ce condensateur n'a pas une valeur standard, on pourra utiliser un condensateur de 10 ou 12 picofarads.

Pour calculer la fréquence maximale qu'il est possible d'amplifier, on utilisera cette formule :

kHz =
159 000 : (R3 kilohms x C2 en pF)

Si on utilise 10 pF, on réussira à amplifier sans aucune atténuation toutes les fréquences jusqu'à :

159 000 : (470 x 10) =
33,82 kilohertz

Si on utilise 12 pF, on réussira à amplifier sans aucune atténuation toutes les fréquences jusqu'à :

159 000 : (470 x 12) =
28,19 kilohertz

Dans le second schéma, utilisant une résistance R3 de 150 kilohms, on devra utiliser un condensateur de :

159 000 : (150 x 30) =
35 picofarads

Comme ce condensateur n'est pas un condensateur standard, on pourra utiliser un condensateur de 33 ou 39 picofarads.

Si on utilise 33 pF, on réussira à amplifier sans aucune atténuation toutes les fréquences jusqu'à :

159 000 : (150 x 33) =
32,12 kilohertz

Si on utilise 39 pF, on pourra amplifier, sans aucune atténuation, toutes les fréquences jusqu'à :

159 000 : (150 x 39) =
27,17 kilohertz

La limitation du gain

Comme vous avez pu voir, il suffit toujours de faire varier le rapport des deux résistances R2 et R3 pour modifier le gain. Un signal peut donc être amplifié 10, 20 ou 25 fois, mais également 100, 300 ou 500 fois.

Pour prélever en sortie une onde parfaitement sinusoïdale et sans aucune distorsion, on devra, néanmoins, limiter le gain.

Si on amplifie de façon exagérée, on obtiendra en sortie un signal tronqué (voir figure 123).

Il faut amplifier un signal de façon à obtenir en sortie un signal d'une amplitude maximale égale à 85 % des volts d'alimentation.

Par exemple, si on alimente un circuit préamplificateur avec une tension double de 12 + 12 volts, l'amplitude du signal amplifié ne devra jamais dépasser une valeur de :

signal de sortie maximal =
Vcc x 0,85

C'est-à-dire qu'il ne devra jamais dépasser :

(12 + 12) x 0,85 =
20,4 volts pic/pic (crête à crête)

Si on utilise une tension unique de 12 volts, l'amplitude du signal amplifié ne devra jamais dépasser une valeur de :

12 x 0,85 = 10,2 volts pic/pic

Si on connaît l'amplitude maximale du signal à appliquer en entrée et la valeur des volts d'alimentation, on pourra calculer le gain maximal qu'on pourra utiliser avec la formule :

gain max =
[(Vcc x 0,85) : Vin] x 1 000

Vcc = volts d'alimentation
Vin = amplitude en millivolts du signal d'entrée

Exemple :

On veut savoir de combien de fois on peut amplifier un signal de 100 millivolts pour ne pas dépasser les 12 + 12 volts de la tension double d'alimentation :

[(12 + 12 x 0,85) : 100] x 1 000
= 204 fois

Exemple :

On veut savoir de combien de fois on peut amplifier ce même signal de 100 millivolts si on utilise une tension d'alimentation unique de 9 volts :

[(9 x 0,85) : 100] x 1 000 =
76,5 fois

Si on connaît le gain d'un étage préamplificateur, on pourra calculer le signal maximal qu'on peut appliquer sur l'une des deux entrées afin d'éviter d'obtenir en sortie un signal distordu, en utilisant la formule inverse, c'est-à-dire :

Vin =
[(Vcc x 0,85) : gain] x 1 000

***Note** : le signal d'entrée Vin est en millivolts.*

Exemple :

Nous avons un étage qui amplifie 50 fois et on veut connaître le signal maximal qu'on pourra appliquer sur son entrée, en utilisant une alimentation double de 12 + 12 volts :

[(12 + 12 x 0,85) : 50] x 1 000 =
408 millivolts

Exemple :

Nous avons un étage qui amplifie 50 fois et on veut connaître le signal maxi-

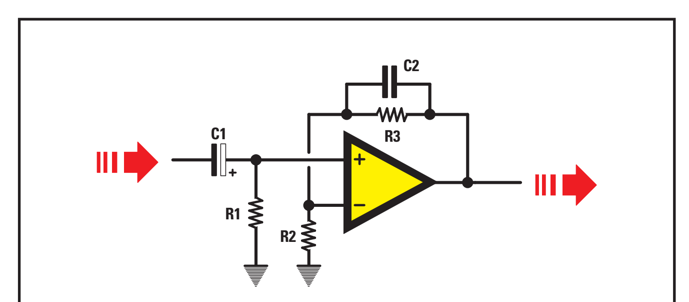


Figure 120 : Dans les étages préamplificateurs BF, on place toujours, en parallèle, un petit condensateur (voir C2) sur la résistance R3 pour empêcher que l'opérationnel n'amplifie des fréquences ultrasoniques.

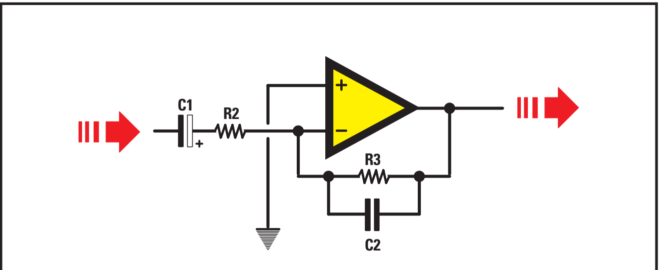


Figure 121 : Même si on utilise l'entrée inverseuse, on devra toujours relier en parallèle le condensateur C2 à la résistance R3, pour limiter la bande passante supérieure à environ 30 kilohertz.

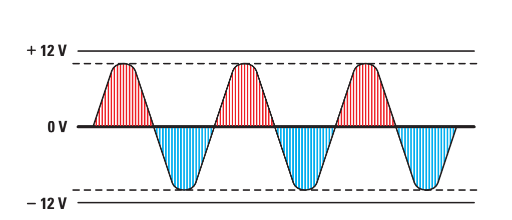


Figure 122 : Si on veut prélever sur la sortie d'un opérationnel un signal alternatif sans aucune distorsion, on ne devra jamais exagérer le gain. Le signal amplifié ne devra jamais dépasser 85 % du total des volts d'alimentation.

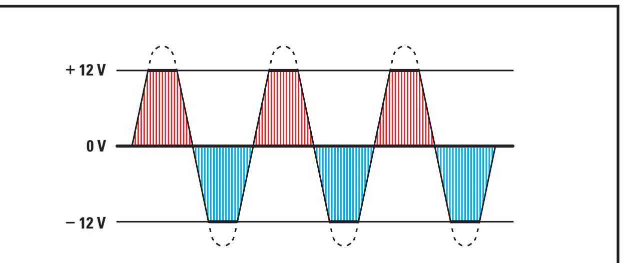


Figure 123 : Si l'amplitude du signal amplifié dépasse les volts d'alimentation, les deux demi-ondes seront tronquées, et on ne prélèvera plus des sinusoïdes parfaites en sortie mais des ondes carrées qui causeront des distorsions importantes.

mal qu'on pourra appliquer sur son entrée, en utilisant une alimentation unique de 9 volts :

[(9 x 0,85) : 50] x 1 000 =
153 millivolts

Gain et bande passante

Voici ce que vous pourrez lire sous la désignation «GBW» si vous vous procurez un manuel pour connaître les caractéristiques des opérationnels :

µA741	=	GBW 1,0 MHz
µA748	=	GBW 1,0 MHz
TL081	=	GBW 4,0 MHz
TL082	=	GBW 3,5 MHz
LF351	=	GBW 4,0 MHz
LF356	=	GBW 5,0 MHz
LM358	=	GBW 1,0 MHz
CA3130	=	GBW 15,0 MHz
NE5532	=	GBW 10,0 MHz

La valeur de GBW, qui signifie «Gain BandWidth», nous permet de calculer la fréquence maximale qu'on pourra amplifier en fonction du gain qu'on aura choisi.

Dans le cas de l'opérationnel TL081 qui a un GBW de 4 MHz, on pourra calculer la fréquence maximale qu'on pourra amplifier avec la formule :

hertz =
(1 000 000 : gain) x GBW

Donc, si on a calculé la valeur des résistances R2 et R3 de façon à obtenir un gain de 150 fois, la fréquence maximale qu'on pourra amplifier ne dépassera jamais :

(1 000 000 : 150) x 4 =
26 666 hertz

Dans le cas de l'opérationnel µA741 qui a un GBW de 1 MHz, si on a calculé la valeur des résistances R2 et R3 de façon à obtenir un gain de 150 fois, la fréquence maximale qu'on pourra amplifier ne dépassera pas :

(1 000 000 : 150) x 1 =
6 666 hertz

Donc, l'opérationnel µA741 calculé pour un gain de 150 fois ne nous permettra jamais d'amplifier toute la bande audio jusqu'à 20 000 Hz.

Pour parvenir à amplifier toute la bande audio jusqu'à un maximum de 30 000 Hz, on devra réduire le gain et, pour connaître le nombre de fois ou on pourra amplifier le signal appliqué sur l'entrée, on utilisera cette formule :

gain max =
(1 000 000 : Hz) x GBW

Comme le µA741 a un GBW de 1 MHz, il ne sera pas possible d'amplifier plus de :

(1 000 000 : 30 000) x 1 =
33 fois

Si on utilise l'opérationnel TL081 qui a un GBW de 4 MHz, on pourra amplifier au maximum :

(1 000 000 : 30 000) x 4 =
133 fois

Bien qu'il soit possible d'obtenir un gain de 100 ou 130 fois avec un seul étage, on préfère ne pas le faire, car plus le gain est important, plus le bruit de fond augmente, ainsi que le risque que l'étage préamplificateur commence à auto-osciller.

Deux opérationnels en série avec entrée non inverseuse

Pour obtenir des gains élevés, on préfère relier deux opérationnels en série et puis calculer la valeur des résistances R2 et R3, de façon à obtenir un faible gain sur chaque étage.

Si on voulait amplifier 300 fois un signal, on pourrait relier en série deux opérationnels qui auraient chacun un gain de :

Gain = $\sqrt{300}$ **= 17,32 fois**

Sachant que chaque étage amplifie le signal appliqué sur son entrée de 17,32 fois, on obtiendra un gain total de :

17,32 x 17,32 = 299, 98 fois

Si on a choisi une valeur de 5 600 ohms pour la résistance R2, si on utilise l'entrée non inverseuse de la figure 124, on pourra calculer la valeur de la résistance R3 avec la formule :

valeur de R3 = R2 x (gain – 1)

Et pour R3, on devra donc choisir une valeur de :

5 600 x (17,32 – 1) = 91,392 ohms

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, nous serons obligés d'utiliser 82 000 ou 100 000 ohms.

Si on choisit pour R3 la valeur de 82 000 ohms, chaque étage amplifiera de :

(82 000 : 5 600) + 1 = 15,64 fois

on obtiendra donc une amplification totale de :

15,64 x 15,64 = 244 fois

Si, au contraire, on choisit la valeur de 100 000 ohms pour R3, chaque étage amplifiera de :

(100 000 : 5 600) + 1 = 18,85 fois

on obtiendra donc une amplification totale de :

18,85 x 18,85 = 355 fois

Entrée non inverseuse avec alimentation double

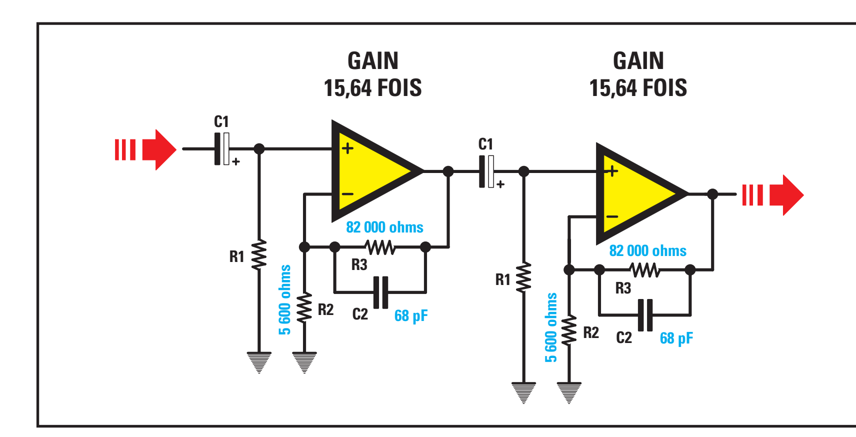


Figure 124 : Deux étages amplificateurs avec entrée non inverseuse recevant un signal alternatif. Avec les valeurs reportées de R2 et R3, le premier et le second étage amplifieront 15,64 fois un signal, on obtiendra donc un gain total de 15,64 x 15,64 = 244,6.

Ce circuit doit être alimenté avec une tension double.

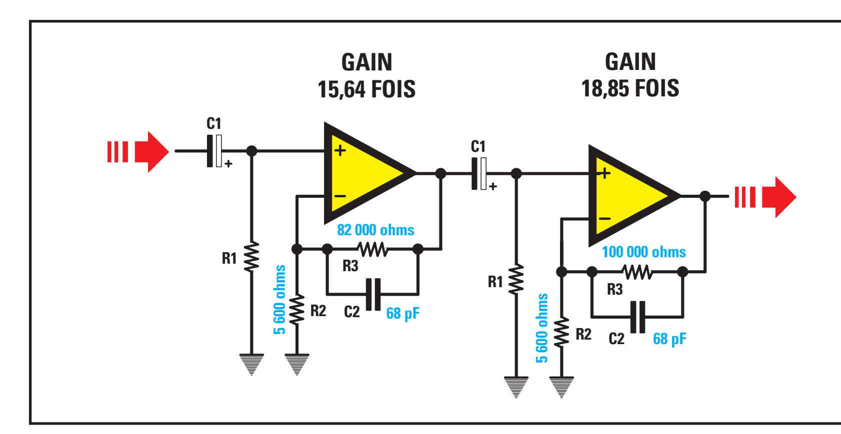


Figure 125 : Deux étages amplificateurs avec entrée non inverseuse recevant un signal en alternatif. Avec les valeurs reportées de R2 et R3, le premier étage amplifiera 15,64 fois un signal et le second étage 18,85, on obtiendra donc un gain total de 15,64 x 18,85 = 294,8.

Ce circuit doit être alimenté avec une tension double.

Entrée inverseuse avec alimentation double

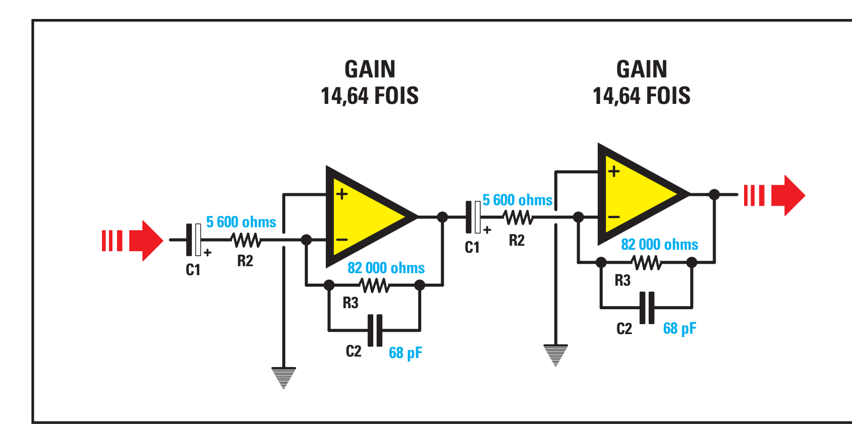


Figure 126 : Deux étages amplificateurs avec entrée inverseuse recevant un signal en alternatif. Avec les valeurs reportées de R2 et R3, le premier et le second étage amplifieront 14,64 fois un signal, on obtiendra donc un gain total de 14,64 x 14,64 = 214,3.

Ce circuit doit être alimenté avec une tension double.

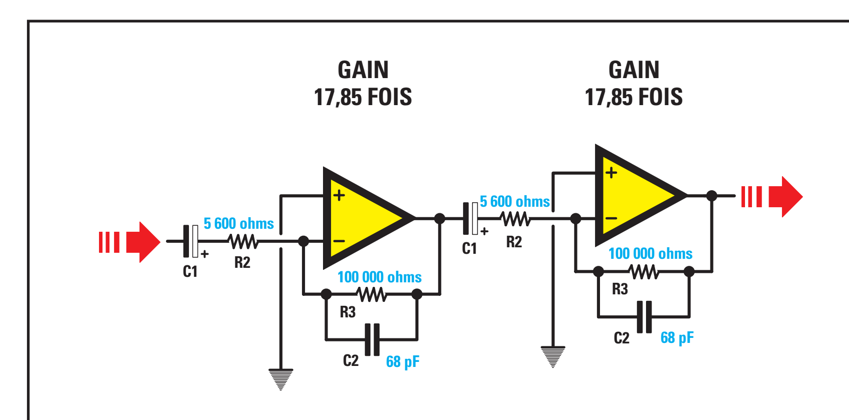


Figure 127 : Deux étages amplificateurs avec entrée inverseuse recevant un signal en alternatif. Avec les valeurs reportées de R2 et R3, le premier et le second étage amplifieront 17,85 fois un signal, on obtiendra donc un gain total de 17,85 x 17,85 = 318,6.

Ce circuit doit être alimenté avec une tension double.

Si on ne veut pas dépasser un gain de 300 fois, on pourra insérer une résistance R3 de 82 000 ohms pour le premier étage et une de 100 000 ohms pour le second (voir figure 125). On obtiendra alors un gain total de :

15,64 x 18,85 = 294,8 fois

A présent, vous comprenez qu'en modifiant la valeur de la résistance R2, il est également possible de faire varier le gain.

Si on utilise une valeur de 100 000 ohms pour R3 et de 6 800 ohms pour R2, chaque étage amplifiera :

(100 000 : 6 800) + 1 = 15,7 fois

on obtiendra donc une amplification totale de :

15,7 x 15,7 = 246,49 fois

Deux opérationnels en série avec entrée inverseuse

Si on utilise l'entrée inverseuse, comme indiqué sur la figure 126, on pourra calculer la valeur de la résistance R3 avec la formule :

valeur de R3 = R2 x gain

Donc, en admettant que R2 soit encore d'une valeur de 5 600 ohms, pour R3, on devra choisir une valeur de :

5 600 x 17,32 = 96 992 ohms

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, on sera obligé d'utiliser 82 000 ohms ou 100 000 ohms.

Si on choisit pour R3 la valeur de 82 000 ohms (voir figure 126), chaque étage amplifiera :

82 000 : 5 600 = 14,64 fois

On obtiendra alors une amplification totale de :

14,64 x 14,64 = 214 fois

Si, au contraire, on choisit pour R3 une valeur de 100 000 ohms (voir figure 127), chaque étage amplifiera :

100 000 : 5 600 = 17,85 fois

On obtiendra alors une amplification totale de :

17,85 x 17,85 = 318 fois

Etant donné qu'on est très proche d'un gain de 300 fois, on choisira 100 000 ohms.

***Note** : Souvenez-vous qu'en raison des tolérances des composants, des résistances en particulier, le gain trouvé grâce aux calculs théoriques ne correspondra jamais exactement à celui qu'on obtiendra une fois le montage terminé.*

Pour éviter des auto-oscillations

Même avec des gains faibles, on peut courir le risque que l'opérationnel auto-oscille et, si cela se produit, il devient alors impossible d'amplifier un signal.

Pour éviter ces auto-oscillations, on devra toujours relier un condensateur de 47 000 ou 100 000 pF, entre la broche d'alimentation et la masse.

Si l'opérationnel est alimenté avec une tension double, on devra utiliser deux condensateurs, l'un relié directement entre la patte du positif de l'ampli op et la masse, et l'autre entre la patte du négatif de l'ampli op et la masse, comme on peut le voir sur la figure 118.

Si l'opérationnel est alimenté avec une tension unique, on utilisera un seul condensateur, en le reliant directement aux broches +V et –V, comme sur la figure 119.

Donc, si vous avez un étage préamplificateur qui présente des problèmes d'auto-oscillation, pour les éliminer, il suffit souvent de mettre en place ces condensateurs, toujours au plus proche des broches d'alimentation de l'ampli op.

Dans cette leçon, nous vous avons expliqué comment utiliser un opérationnel pour réaliser un étage préamplificateur. Dans la prochaine leçon, nous passerons à la mise en application de ce que nous venons d'apprendre en construisant un générateur de signal BF.

Deux générateurs de signaux BF

Les EN5031 et EN5032

Mise en pratique

Comme nul ne peut exercer un métier avec succès sans disposer d'une instrumentation adéquate, nous vous proposons, dans ce cadre de notre cours, de compléter votre laboratoire en construisant deux appareils essentiels au montage et à la maintenance des dispositifs électroniques. Il s'agit de deux générateurs BF, le EN5031 produit des signaux triangulaires et le EN5032, des signaux sinusoïdaux. Bien entendu, ces deux appareils sont une application des amplificateurs opérationnels.



Figure 128 : Le générateur BF d'ondes triangulaires de 20 à 20 000 Hz EN5031 une fois monté dans son boîtier, avec face avant sérigraphiée. Un véritable aspect professionnel.

Ces deux générateurs vous seront fort utiles pour contrôler préamplificateurs et amplificateurs BF, filtres, correcteurs de tonalité, ainsi que pour piloter les circuits intégrés numériques.

Le montage le plus simple, un générateur de signaux triangulaires (figure 128), n'utilise qu'un seul circuit intégré produisant, justement, des ondes de forme triangulaire et de fréquence pouvant aller de 20 Hz à 20 kHz environ.

Le second, plus complexe, un générateur de signaux sinusoïdaux (figure 129), utilise deux circuits intégrés et trois transistors, un NPN, un PNP et un effet de champ. Par rapport au premier montage, il présente l'avantage de fournir, précisément, des ondes de forme sinusoïdale et de fréquence comprise entre 6 Hz et 25 kHz environ.

Certains d'entre vous doivent se demander lequel des deux construire ? Eh bien, tout dépend de ce que vous comptez en faire ! Si vous voulez contrôler "à l'oreille" le fonctionnement d'un étage amplificateur, l'un vaut l'autre et vous choisirez le plus simple ! Par contre, si vous êtes déjà équipé d'un oscilloscope, vous découvrirez vite que vous avez besoin des deux.

Avec le générateur de signaux triangulaires, il sera plus facile de vérifier si les deux transistors de sortie "push-pull" d'un amplificateur sont correctement polarisés (figure 130). Si ce n'est pas le cas, vous verrez à l'écran un escalier coupant le triangle (figure 131a). Si l'étage final est saturé, vous verrez que les pointes sont émoussées (figure 131b).

Avec le générateur de signaux sinusoïdaux vous pourrez plus facilement vérifier si des distorsions ou des auto-oscillations se produisent. Dans ce cas, la sinusoïde présentera à l'écran de petits nodules (figure 131c).

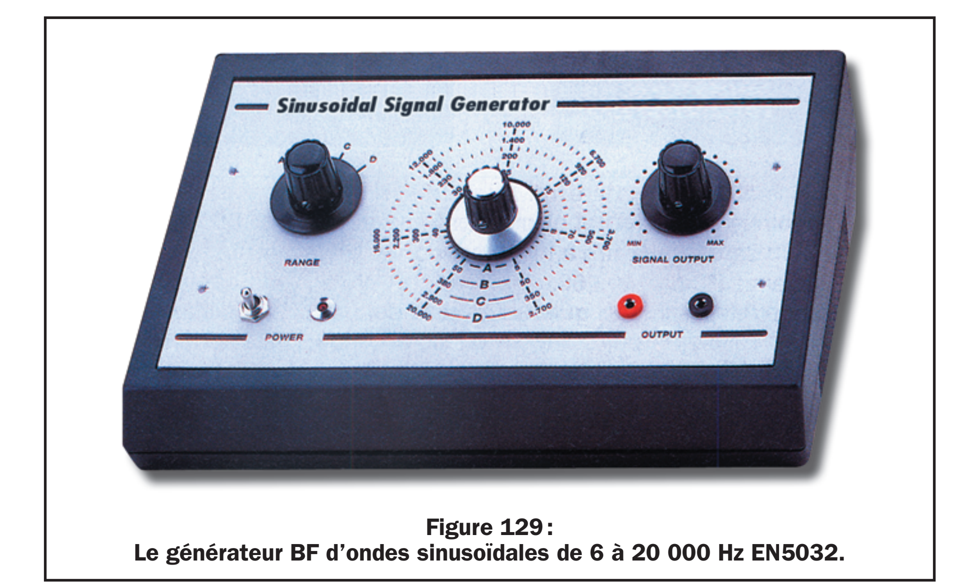


Figure 129 :
Le générateur BF d'ondes sinusoïdales de 6 à 20 000 Hz EN5032.

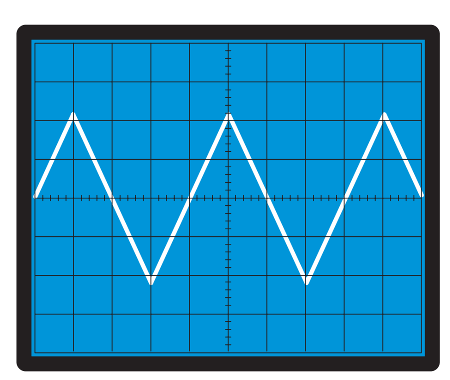


Figure 130 : Si un amplificateur ne distord pas, l'onde appliquée sur son entrée se retrouve à sa sortie sans aucune déformation.

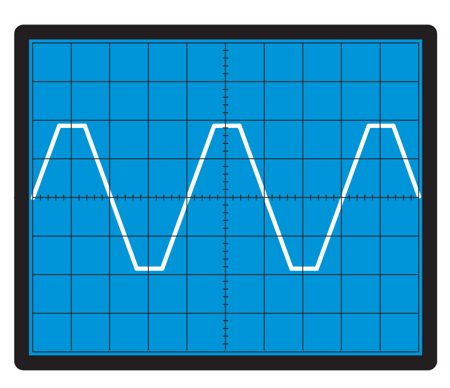


Figure 131b : Si l'étage final de l'amplificateur est saturé, vous verrez que les pointes des signaux triangulaires sont émoussées.

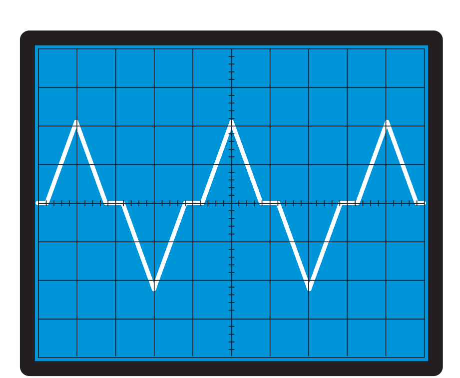


Figure 131a : Si vous disposez d'un oscilloscope, avec le générateur de signal triangulaire, vous pourrez voir si les deux transistors de sortie "push-pull" d'un amplificateur sont correctement polarisés. Si ce n'est pas le cas, vous verrez à l'écran un escalier coupant le triangle.

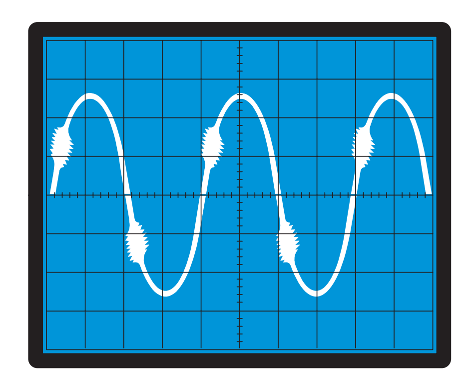


Figure 131c : Avec le générateur de signaux sinusoïdaux et votre oscilloscope, vous pourrez plus facilement vérifier si des distorsions ou des auto-oscillations se produisent. Dans ce cas, la sinusoïde présentera de petits nodules.

Le générateur de signaux triangulaires EN5031

Le schéma en est donné à la figure 132. Les deux seuls amplificateurs opérationnels contenus dans le circuit intégré TL082 suffisent à la réalisation d'un générateur BF tout à fait convenable, en mesure de produire des ondes triangulaires parfaites. Pour couvrir toute la gamme audio de 20 Hz à 25 kHz, nous avons inséré entre l'entrée inverseuse, broche 6, et la sortie, broche 7, du second amplificateur opérationnel IC1/B, trois valeurs différentes de condensateurs, C4, C5 et C6. Sur les bornes de sortie du générateur, nous obtenons la fréquence la plus basse de la gamme sélectionnée en tournant le potentiomètre R6 pour le maximum de résistance ; en le tournant pour la résistance minimum, nous obtenons la fréquence la plus haute. Selon la théorie, la fréquence produite par cet oscillateur peut être calculée au moyen de la formule :

hertz =
500 000 : (kilohms x nanofarads)

où

- 500 000 est un nombre invariable,
- kilohms est la valeur de la somme des résistances R5, R6 et R7,
- nanofarad est la somme des capacités des condensateurs C4, C5 et C6.

Les valeurs des résistances données dans la liste des composants du générateur EN5031 étant en kilohms, on peut les insérer directement dans la formule.

Précisons, en outre, que les résistances R5 et R7, de 10 kilohms, sont en série avec le potentiomètre R6 de 220 kilohms : donc, en tournant le potentiomètre jusqu'à court-circuiter toute sa résistance, la valeur ohmique à utiliser pour le calcul de la fréquence n'est pas donnée par R5 + R6 + R7 mais seulement par R5 + R6, soit :

10 + 10 = 20 kilohms.

Si, au contraire, nous tournons le potentiomètre R6 pour sa résistance maximum, 220 kilohms, la valeur ohmique à utiliser pour le calcul de la fréquence est de :

10 + 10 + 220 = 240 kilohms

Maintenant nous pouvons calculer la fréquence produite par l'oscillateur. Si le commutateur S1 relie à l'amplificateur opérationnel IC1/B le condensateur C4 de 100 nF, en tournant le potentiomètre R6 pour sa résistance maximum, nous obtiendrons une fréquence de :

500 000 : (240 x 100) = 20,83 Hz

Si nous le tournons jusqu'à le court-circuiter, la fréquence obtenue sera de :

500 000 : (20 x 100) = 250 Hz

Si le commutateur S1 relie à l'amplificateur opérationnel IC1/B le conden-

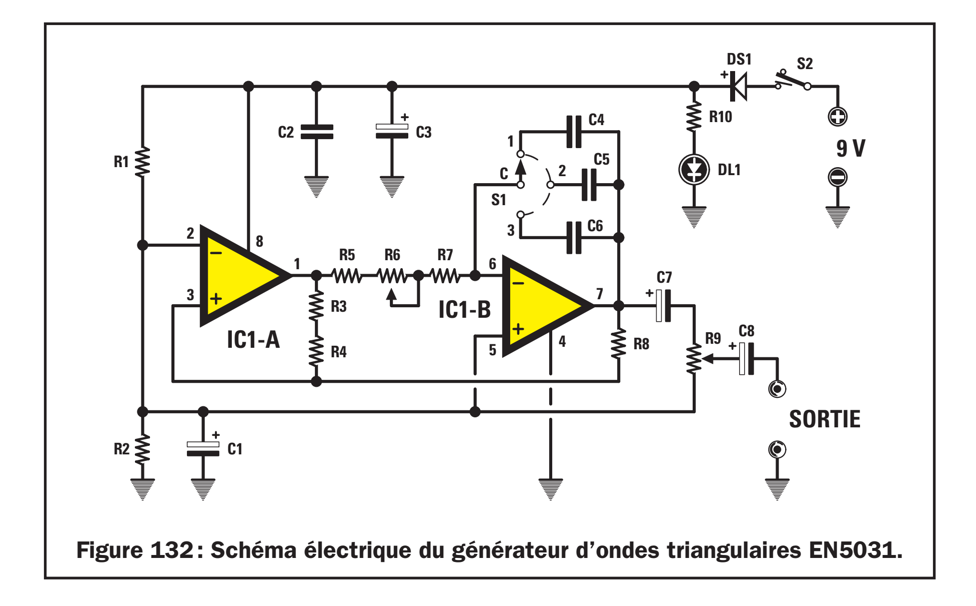


Figure 132 : Schéma électrique du générateur d'ondes triangulaires EN5031.

sateur C5 de 10 nF, en tournant le potentiomètre R6 pour sa résistance maximum, nous obtiendrons une fréquence de :

500 000 : (240 x 10) = 208 Hz

Si nous tournons le potentiomètre jusqu'à le court-circuiter, nous obtiendrons une fréquence de :

500 000 : (20 x 10) = 2 500 Hz

Si le commutateur S1 relie à l'amplificateur opérationnel IC1/B le condensateur C6 de 1 nF, en tournant le potentiomètre R6 pour sa résistance maximum, nous obtiendrons une fréquence de :

500 000 : (240 x 1) = 2 083 Hz

Si nous tournons le potentiomètre jusqu'à le court-circuiter, nous obtiendrons une fréquence de :

500 000 : (20 x 1) = 25 000 Hz

Précisons que la fréquence calculée est légèrement différente de celle prélevée à la sortie de l'oscillateur car tous les composants ont une certaine tolérance. Admettons que le condensateur C4 ait une capacité de 100,5 nF au lieu de 100 nF : en tournant le potentiomètre R6 pour sa résistance minimum, au lieu d'obtenir une fréquence de 250 Hz nous obtiendrons une fréquence de :

500 000 : (20 x 100,5) = 248 Hz

Si le potentiomètre R6, à cause de sa tolérance, a une valeur de 226 000 ohms, en le tournant pour sa résistance maximum nous n'obtiendrons plus 20,83 Hz mais une fréquence de :

500 000 : (246 x 100,5) = 20,22 Hz

Concrètement, ces différences ne sont pas déterminantes car, en supposant que l'on veuille contrôler un amplificateur, même si nous partons d'une fréquence minimum approchée de 20 à 21 Hz pour atteindre une fréquence maximum approchée de 24 000 à 25 000 Hz, nous saurons, de toute façon, que notre amplificateur peut amplifier toute la gamme audio des basses aux aiguës.

Figure 133a : Schéma d'implantation des composants du générateur d'ondes triangulaires.

L'amplitude maximum des signaux BF que nous puissions prélever à la sortie du générateur est de 3,5 Vpp environ si nous alimentons le circuit en 9 V et de 4,5 V environ si nous l'alimentons en 12 V. Etant donné que pour régler les préamplificateurs il faut des signaux de quelques millivolts, pour réduire le signal, nous avons inséré le potentiomètre R9.

Ce générateur peut être alimenté avec une tension de 9 V : une pile 6F22 de 9 V fera l'affaire, à moins que vous ne préfériez utiliser une alimentation 12 V comme l'alimentation universelle EN5004, que nous vous avons proposé de construire dans le cadre de ce cours (ELM 7, p. 80).

Il va sans dire que pour utiliser l'alimentation externe vous ne devez pas relier les deux fils du porte-pile au circuit imprimé. Par contre, vous devrez prévoir de souder sur ce circuit imprimé deux fils, rouge et noir, assez longs pour arriver aux deux douilles de sortie de l'alimentation. La diode DS1, placée en série dans le positif de l'alimentation, sert à protéger le circuit contre toute inversion de polarité.

Liste des composants EN5031

R1 = 4,7 kΩ
R2 = 4,7 kΩ
R3 = 10 kΩ
R4 = 10 kΩ
R5 = 10 kΩ
R6 = 220 kΩ pot. log.
R7 = 10 kΩ
R8 = 10 kΩ
R9 = 10 kΩ pot. log.
R10 = 1 kΩ
C1 = 4,7 µF électrolytique
C2 = 100 nF polyester
C3 = 47 µF électrolytique
C4 = 100 nF polyester
C5 = 10 nF polyester
C6 = 1 nF polyester
C7 = 10 µF électrolytique
C8 = 10 µF électrolytique
DS1 = Diode 1N4007
DL1 = LED rouge 3 mm
IC1 = Intégré TL082 (double ampli. op.)
S1 = Commutateur 1 c. 3 p.
S2 = Interrupteur

Divers
3 Entretoises adhésives
1 Boîtier pupitre Teko ou équiv.
3 Boutons
1 Douille banane (noire)
1 Douille banane (rouge)
1 Cabochon pour LED 3 mm

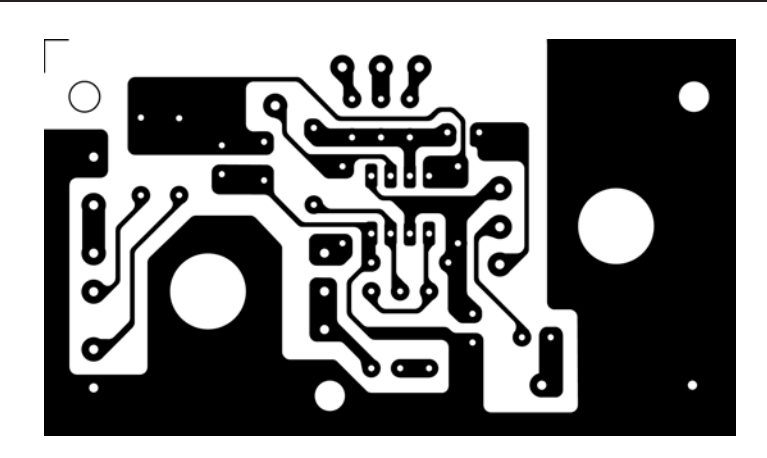


Figure 133b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du générateur d'ondes triangulaires.

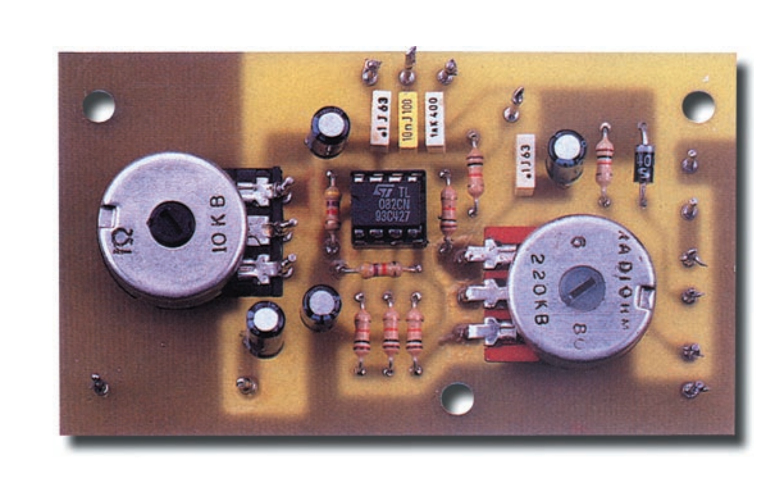


Figure 134 : Photo d'un des prototypes du générateur d'ondes triangulaires, tous les composants étant montés sur le circuit imprimé.

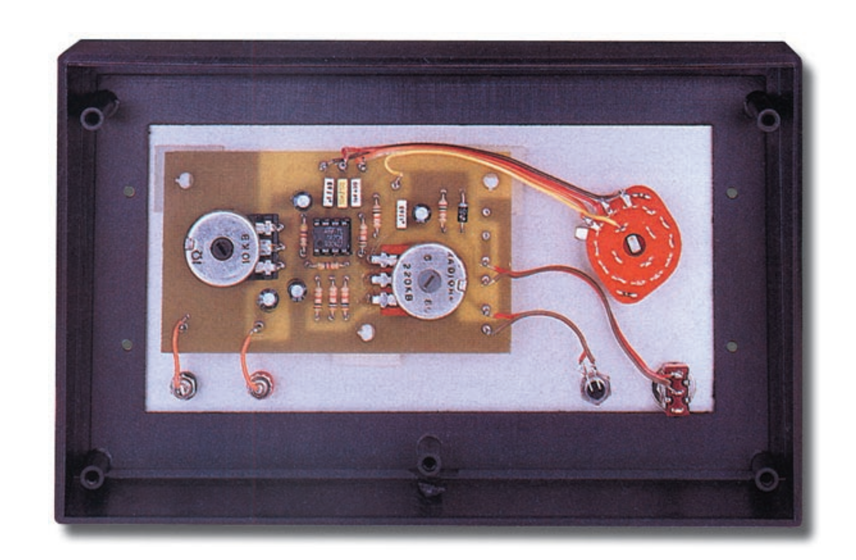


Figure 135 : Montage dans le boîtier plastique avec le commutateur rotatif S1, utilisé pour changer de gamme, fixé sur la face avant.

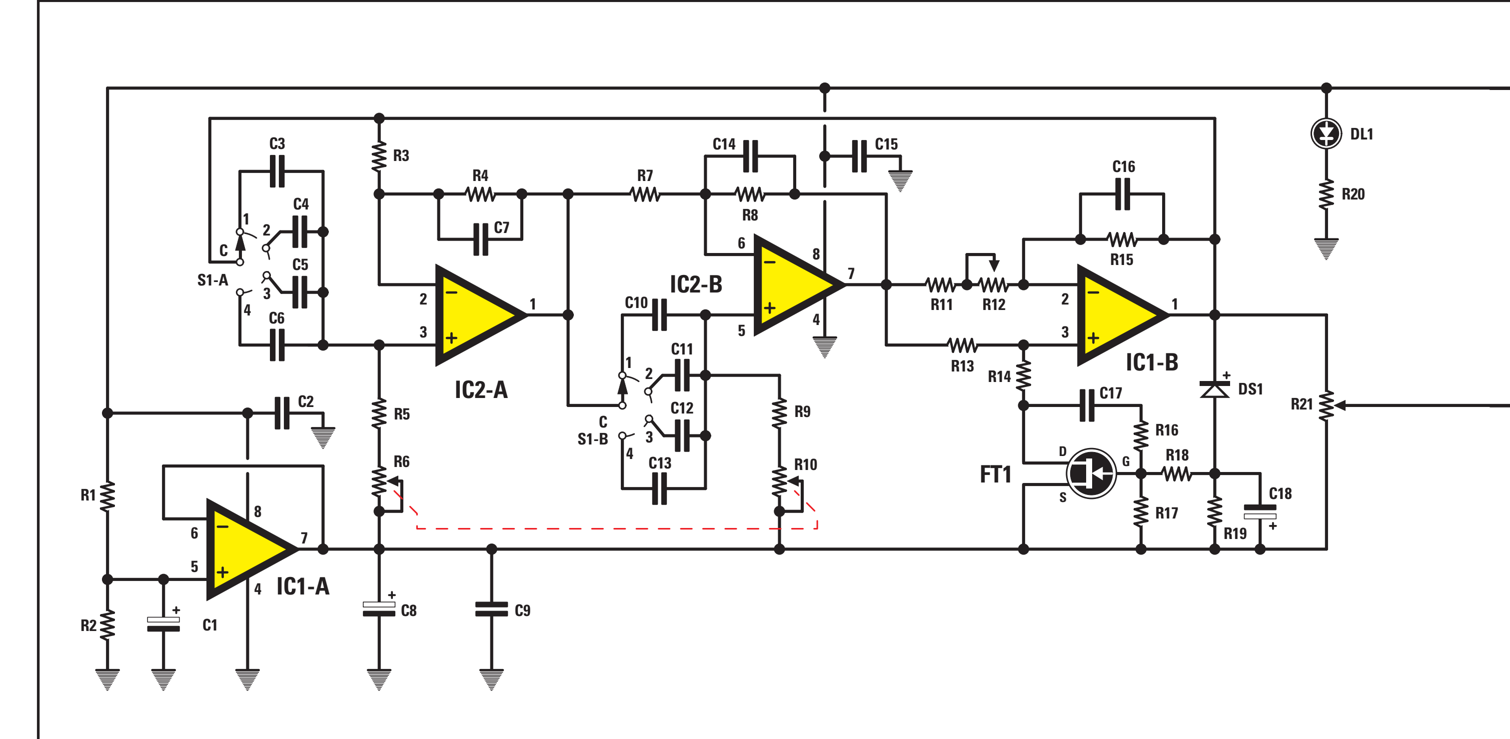
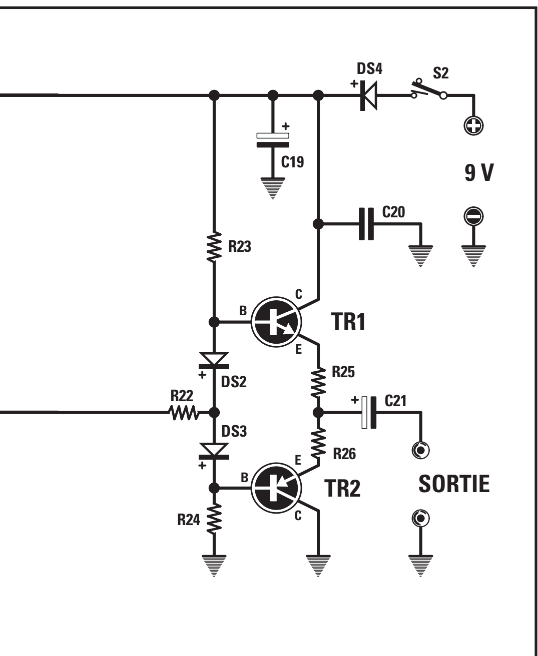


Figure 136 : Schéma électrique du générateur d'ondes sinusoïdales à très basse distorsion EN5032. Ce circuit comporte davantage de composants.

Figure 137a : Schéma d'implantation des composants du générateur d'ondes sinusoïdales. Le commutateur rotatif S1 est fixé sur le côté cuivre du circuit imprimé, comme le montre la photo de la figure 138. Les broches du potentiomètre R6 sont soudées dans les 3 trous du circuit imprimé situés juste à côté de lui ; ceux du potentiomètre R10, dans les trous proches de la résistance R9.



La réalisation pratique du générateur de signaux triangulaires

Pour réaliser le générateur de signaux triangulaires, vous devez monter sur le circuit imprimé (figure 133b) tous les composants visibles figure 133a en commençant par le support du circuit intégré IC1. Après avoir soudé ses broches, vous pouvez insérer toutes les résistances et la diode DS1, en ayant soin de l'orienter correctement. Poursuivez avec les condensateurs polyester.

Après ces condensateurs, soudez les électrolytiques en respectant bien la polarité.

Vous pouvez maintenant vous consacrer au montage des deux potentiomètres R6 de 220 kilohms et R9 de 10 kilohms. Avant de fixer les potentiomètres sur le circuit imprimé à l'aide de leur écrou plat, vous devez raccourcir leur axe, de manière à le ramener à une longueur de 16 mm (figure 141).

Sur chaque broche des potentiomètres vous devez souder un fil de cuivre nu dont l'extrémité ira dans le trou correspondant du circuit imprimé.

Avant de fixer le circuit imprimé sur la face avant, à l'aide d'entretoises plastiques autocollantes, vous devez y souder les deux fils du porte-pile, ceux de l'interrupteur S2, ceux du commutateur S1, ceux de la diode LED et enfin ceux qui relieront les douilles de sortie du signal au circuit imprimé.

Après avoir raccourci l'axe du commutateur rotatif S1 à 8 mm (pour que le bouton ne vienne pas racler contre la face avant), vous pouvez le bloquer à l'aide de son écrou plat et souder ses broches 1, 2, 3 et C aux fils en attente venant du circuit imprimé. Comme sur ce commutateur se trouvent 4 broches centrales, vous devez nécessairement choisir la broche C du secteur correspondant aux broches 1, 2 et 3 sur lesquelles vous avez déjà soudé les fils ; sinon, le générateur ne fonctionnera pas.

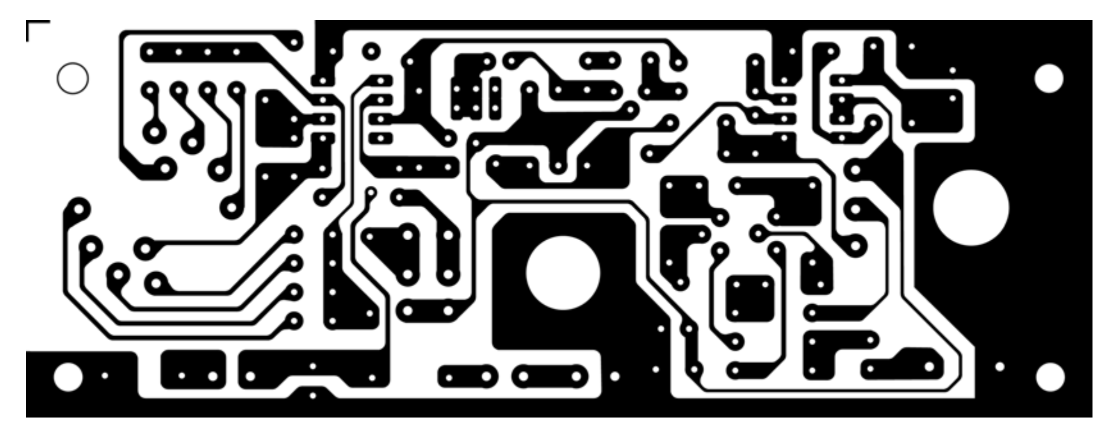


Figure 137b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du générateur d'ondes sinusoïdales, côté soudures. Si vous décidez de réaliser vous-même ce circuit imprimé, n'oubliez pas toutes les liaisons indispensables entre les deux faces. Les circuits professionnels sont à trous métallisés et sont sérigraphiés.

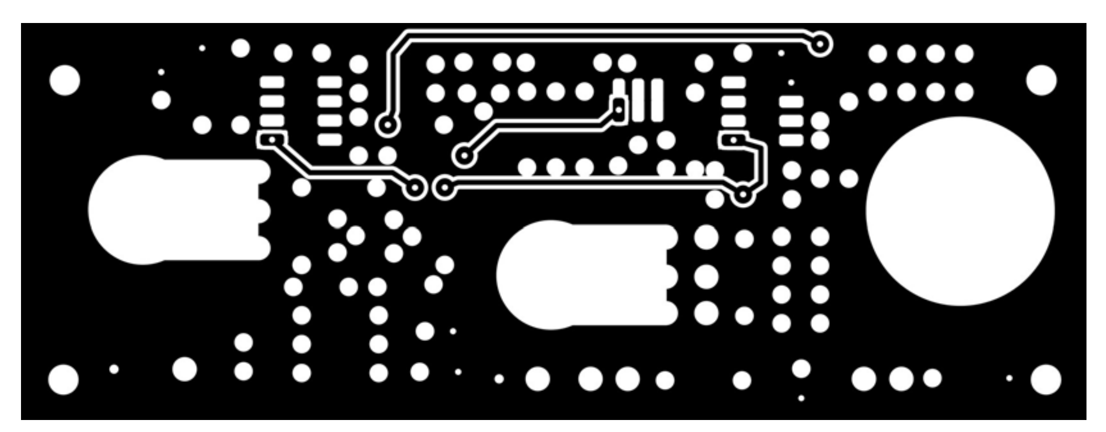
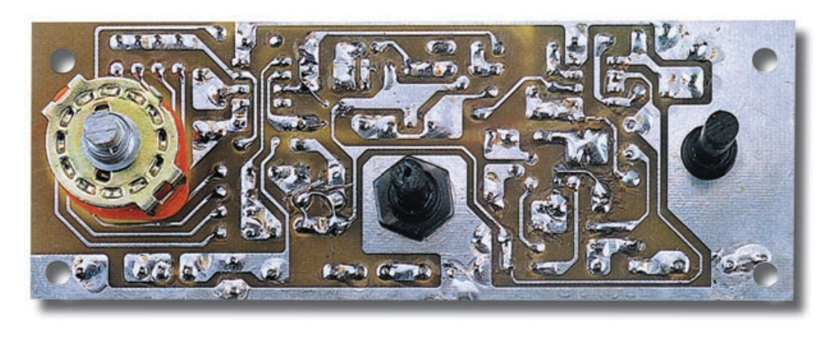


Figure 137c : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du générateur d'ondes sinusoïdales, côté composants.



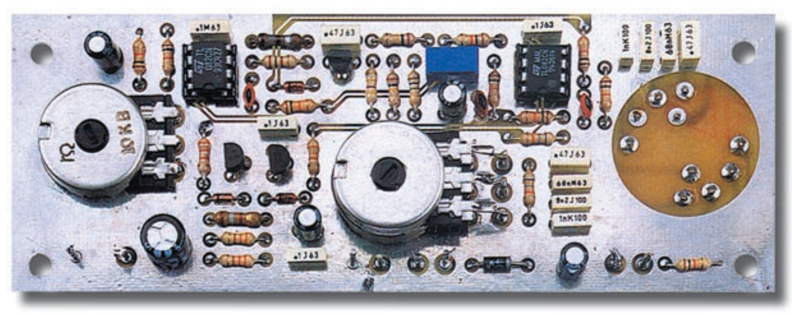


Figure 138 : Photo du circuit imprimé double face à trous métallisés du générateur d'ondes sinusoïdales. En haut, vue du côté soudures : S1 est soudé de ce côté. En dessous, vue du côté composants : les potentiomètres seront fixés sur cette face.

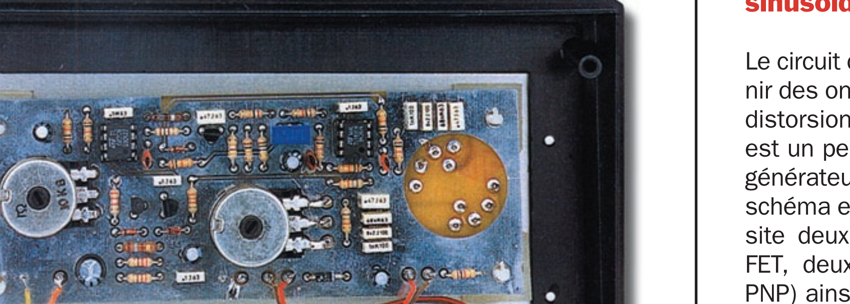


Figure 139 :
Montage dans le boîtier plastique au moyen de 4 entretoises à bases autocollantes.

+V 7 6 5
1 2 3 -V
TL 082

S
D G
BC 264 B

B
E C
BC 328
BC 547

A K
DIODE
LED
A K

Figure 140 : Brochages, vu de dessus, du circuit intégré TL082 utilisé dans les deux générateurs et, vus de dessous, du FET BC264, des transistors BC328 et BC547 (utilisés pour le générateur BF d'ondes sinusoïdales) et de la diode LED (le plus long des fils est l'anode A, le plus court, la cathode K).

N'intervertissez pas les pattes de la diode LED, sinon elle ne s'allumera pas (figure 140).

Quand vous fixerez les douilles de sortie du signal, pensez à enfiler derrière la face avant la rondelle plastique isolante avant de visser les deux écrous plats, sinon vous mettrez le signal à la masse et l'appareil ne produira aucun signal (figure 143).

C'est seulement maintenant que vous pouvez insérer dans son support le circuit intégré TL082 avec son repère détrompeur en U tourné vers le potentiomètre R9 (figure 133a).

Une fois branchée la pile 6F22 de 9 V, vous pouvez prélever sur les douilles de sortie le signal BF. Si vous possédez un petit amplificateur, vous pourrez appliquer ce signal sur son entrée et écouter dans le haut-parleur toutes les fréquences acoustiques. Si vous n'avez pas d'amplificateur, vous pouvez appliquer le signal à un casque à écouteurs.

Le générateur de signaux sinusoïdaux EN5032

Le circuit du générateur capable de fournir des ondes sinusoïdales à très faible distorsion reste très simple, même s'il est un peu plus complexe que celui du générateur de signal triangulaire. Son schéma est visible figure 136. Il nécessite deux circuits intégrés TL082, un FET, deux transistors (un NPN et un PNP) ainsi qu'un double potentiomètre (R6-R10) et un double commutateur rotatif (S1/A-S1/B) destiné à insérer les condensateurs dans le circuit en fonction de la sous-gamme désirée.

En effet, pour couvrir toute la gamme audio de 6 Hz à 25 kHz, il faut insérer, sur les deux amplificateurs opérationnels IC1/A-IC2/B, quatre condensateurs différents C3, C4, C5, C6 et C10, C11, C12, C13. En théorie, la fréquence produite par cet oscillateur peut se calculer avec la formule :

hertz =
175 000 : (kilohms x nanofarads)

où

- 175 000 est un nombre invariable,
- kilohms est la valeur de la somme des résistances R5 et R6,
- nanofarads est la capacité insérée sur l'amplificateur opérationnel IC2/A (cette capacité doit être identique à celle appliquée sur IC2/B).

Précisons que la résistance R5 de 6,8 kilohms est en série avec le potentiomètre R6 de 47 kilohms et que, par conséquent, si nous tournons le potentiomètre jusqu'à court-circuiter toute sa résistance, la valeur ohmique à utiliser pour le calcul de la fréquence sera de 6,8 kilohms. Si, par contre, nous le tournons pour le maximum de résistance, la valeur ohmique à utiliser sera de :

6,8 + 47 = 53,8 kilohms

Si le commutateur S1/A insère le condensateur C3 de 470 nF, en tournant le potentiomètre pour sa résistance maximum, nous obtiendrons une fréquence de :

175 000 : (53,8 x 470) = 6,9 Hz

Si nous le tournons jusqu'à le court-circuiter, la fréquence obtenue sera de :

175 000 : (6,8 x 470) = 54,7 Hz

Si le commutateur S1/A insère le condensateur C4 de 68 nF, en tournant le potentiomètre pour sa résistance maximum, nous obtiendrons une fréquence de :

175 000 : (53,8 x 68) = 47,8 Hz

Si nous tournons le potentiomètre jusqu'à le court-circuiter, nous obtiendrons une fréquence de :

175 000 : (6,8 x 68) = 378,4 Hz

Si le commutateur S1/A insère le condensateur C5 de 8,2 nF, en tournant le potentiomètre pour sa résistance maximum, nous obtiendrons une fréquence de :

175 000 : (53,8 x 8,2) = 396,6 Hz

Si nous tournons le potentiomètre jusqu'à le court-circuiter, nous obtiendrons une fréquence de :

175 000 : (6,8 x 8,2) = 3 138 Hz

Si le commutateur S1/A insère le condensateur C6 de 1 nF, en tournant le potentiomètre pour sa résistance maximum, nous obtiendrons une fréquence de :

175 000 : (53,8 x 1) = 3 252 Hz

Si nous tournons le potentiomètre jusqu'à le court-circuiter, nous obtiendrons une fréquence de :

175 000 : (6,8 x 1) = 25 735 Hz

Liste des composants EN5032

R1 = 10 kΩ
R2 = 10 kΩ
R3 = 10 kΩ
R4 = 10 kΩ
R5 = 6,8 kΩ
R6 = 47 kΩ pot. log. double (R10)
R7 = 10 kΩ
R8 = 10 kΩ
R9 = 6,8 kΩ
R10 = 47 kΩ pot. log. double (R6)
R11 = 1 kΩ
R12 = 1 kΩ
R13 = 180 Ω
R14 = 150 Ω
R15 = 10 kΩ
R16 = 100 kΩ
R17 = 100 kΩ
R18 = 470 kΩ
R19 = 1 MΩ
R20 = 1 kΩ
R21 = 10 kΩ pot. log.
R22 = 180 Ω
R23 = 3,3 kΩ
R24 = 3,3 kΩ
R25 = 220 Ω
R26 = 220 Ω
C1 = 10 µF électrolytique
C2 = 100 nF polyester
C3 = 470 nF polyester
C4 = 68 nF polyester
C5 = 8,2 nF polyester
C6 = 1 nF polyester
C7 = 22 pF céramique
C8 = 10 µF électrolytique
C9 = 100 nF polyester
C10 = 470 nF polyester
C11 = 68 nF polyester
C12 = 8,2 nF polyester
C13 = 1 nF polyester
C14 = 22 pF céramique
C15 = 100 nF polyester
C16 = 22 pF céramique
C17 = 470 nF polyester
C18 = 1 µF électrolytique
C19 = 47 µF électrolytique
C20 = 100 nF polyester
C21 = 220 µF électrolytique
DS1 = Diode 1N4150
DS2 = Diode 1N4150
DS3 = Diode 1N4150
DS4 = Diode 1N4007
DL1 = LED rouge 3 mm
TR1 = NPN BC547
TR2 = PNP BC328
FT1 = FET BC264B
IC1 = Intégré TL082 (double ampli. op.)
IC2 = Intégré TL082 (double ampli. op.)
S1 = Commutateur 2 circuits 3 positions
S2 = Interrupteur

Divers

4 Entretoises adhésives
1 Boîtier pupitre Teko ou équiv.
3 Boutons
1 Douille banane (noire)
1 Douille banane (rouge)
1 Cabochon pour LED 3 mm

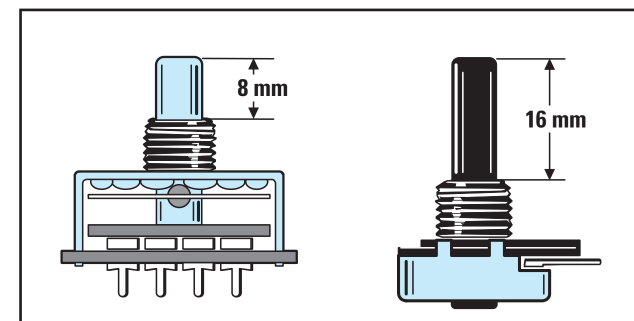
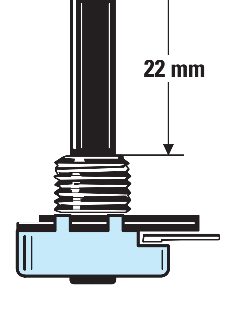


Figure 141 : Avant de fixer les deux potentiomètres sur le circuit imprimé du générateur d'ondes triangulaires, vous devrez en raccourcir l'axe à 16/17 mm ; celui du commutateur rotatif est à ramener à 8 mm.



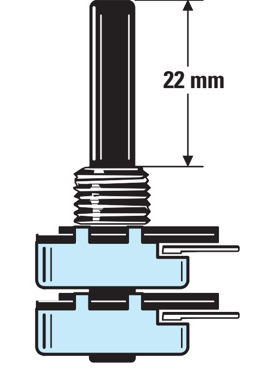


Figure 142 : Les axes des deux potentiomètres du générateur d'ondes sinusoïdales sont également à raccourcir, à 22 mm cette fois.

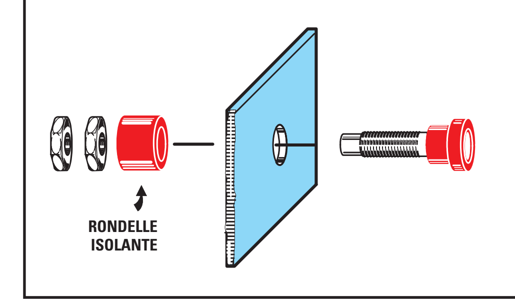


Figure 143 : Comme le montre la figure, les douilles de sortie sont à fixer sur la face avant en insérant, par derrière, la rondelle isolante, avant de visser les deux écrous. Faute de cela, le signal BF serait court-circuité sur le métal de la face avant.

Etant donné que le commutateur S1/A est couplé au commutateur S1/B et que le potentiomètre R6 est couplé au potentiomètre R10, quand nous appliquons sur l'amplificateur opérationnel différentes valeurs ohmiques et capacitives, les mêmes valeurs sont appliquées sur l'amplificateur opérationnel IC2/B.

Pour ce générateur également, les fréquences calculées seront plus élevées ou plus faibles d'environ 10 % en raison de la tolérance des composants. Comme nous considérons que ce générateur sera utilisé pour contrôler des préamplificateurs ou des étages de puissance BF, la marge d'erreur est plus que satisfaisante pour cet appareil hyper-économique.

Pour savoir avec une précision absolue quelle fréquence est produite par le générateur, nous aurions dû compléter cet instrument par un fréquencemètre numérique, ce qui aurait entraîné un surcoût injustifié.

Quoi qu'il en soit, si vous disposez déjà d'un tel fréquencemètre, vous pourrez lire la fréquence produite en la prélevant directement sur la broche de sortie de IC1/B.

Pour compléter la description du fonctionnement du générateur de signaux sinusoïdaux, nous devons ajouter que l'amplificateur opérationnel IC1/A est utilisé pour obtenir la moitié de la tension d'alimentation indispensable pour alimenter les entrées non-inverseuses des amplificateurs opérationnels, c'est-à-dire celles marquées sur le schéma par le signe "+". Si, avec un simple multimètre, vous mesurez la tension présente entre le positif d'alimentation et la broche de sortie de IC1/A, vous lirez 4,5 V positifs ; si vous mesurez la tension présente entre la broche de sortie de IC1/A et le négatif d'alimentation, vous lirez une tension de 4,5 V négatifs. Par conséquent, les trois amplificateurs opérationnels IC2/A, IC2/B, IC1/B et les FET ne sont pas alimentés par une tension simple de 9 V mais par une tension double symétrique de 4,5 + 4,5 V car la sortie de IC1/A est utilisée comme masse fictive.

Le FET relié à IC1/B sert à corriger, de manière automatique, le gain de cet amplificateur opérationnel afin d'obtenir en sortie un signal d'amplitude constante sur les quatre sous-gammes de fréquence avec le minimum de distorsion.

La diode DS1, en effet, redresse la demie onde négative du signal présent à la sortie de l'amplificateur opérationnel et charge le condensateur électrolytique C18 relié à la porte du FET. Ce FET se comporte comme une résistance variable réduisant le gain de IC1/B si la tension négative que la diode DS1 redresse augmente et augmentant le gain si la tension négative redressée par la diode DS1 s'abaisse.

Les transistors TR1 et TR2 appliqués après le potentiomètre linéaire R21, réglant l'amplitude de la tension de sortie, sont utilisés comme amplificateurs finaux de courant.

L'amplitude maximum du signal BF que nous pouvons prélever à la sortie de ce générateur est de 3,5 Vpp environ pour une alimentation de 9 V et de 5 Vpp environ s'il est alimenté en 12 V.

Pour alimenter le générateur en 9 V, vous pouvez utiliser une pile 6F22 de 9 V. Si vous voulez l'alimenter en 12 V, vous pouvez, là encore, utiliser l'alimentation universelle EN5004.

Il va sans dire que pour utiliser l'alimentation externe vous ne devez pas relier les deux fils du porte-pile au circuit imprimé. Par contre, vous devrez prévoir de souder sur ce circuit imprimé deux fils, rouge et noir, assez longs pour arriver aux deux douilles de sortie de l'alimentation. La diode DS4, placée en série dans le positif de l'alimentation, sert à protéger le circuit contre toute inversion de polarité.

La réalisation pratique du générateur de signaux sinusoïdaux

Pour cette réalisation, il faut monter sur le circuit imprimé double face à trous métallisés (figures 137b et 137c), tous les composants de la figure 137a. Si vous avez réalisé vous-même le circuit double face, n'oubliez pas les liaisons indispensables entre les deux faces.

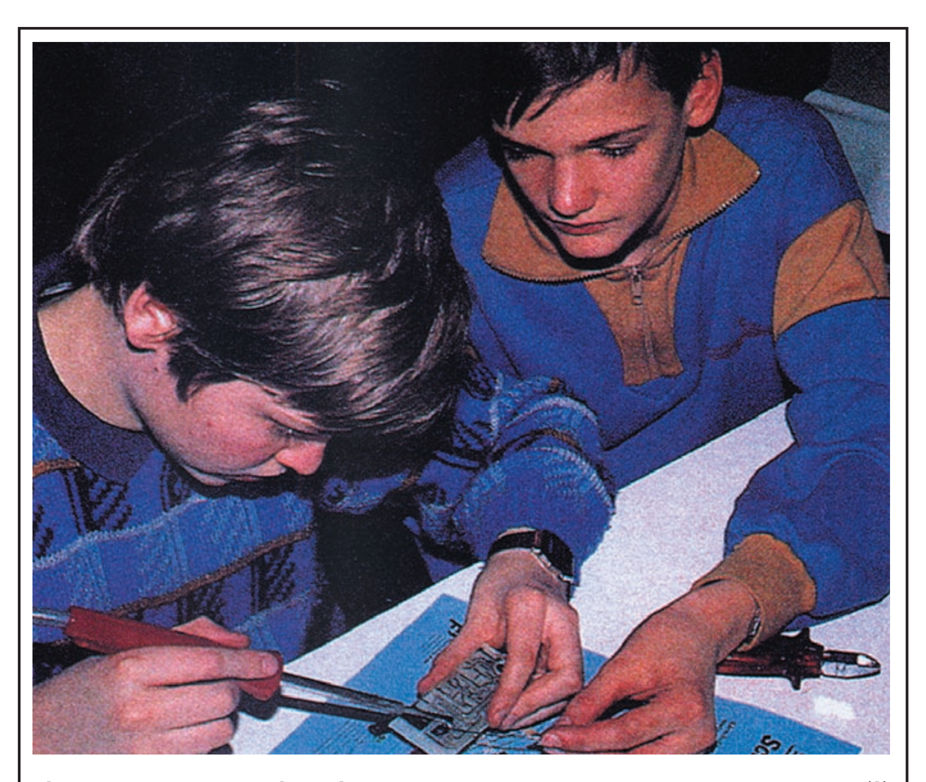


Figure 144 : Parce qu'ils suivent notre cours, beaucoup de lecteurs sont déjà capables de monter et de faire fonctionner des circuits électroniques. La plupart sont partis de zéro mais deviendront, dans un proche avenir, des techniciens spécialisés.



Bien que ce circuit soit plus complexe que le précédent, si vous suivez bien le schéma d'implantation des composants vous ne rencontrerez pas davantage de difficultés.

Tout d'abord, insérez les deux supports des circuits intégrés IC1 et IC2 et soudez leurs broches en prenant bien garde de ne pas les court-circuiter entre elles ou avec les pistes adjacentes.

Ensuite, placez les résistances, le trimmer R12 et les 4 diodes au silicium DS1, DS2 et DS3 auront leur bague orientée vers la gauche ; DS4 sa bague orientée vers la droite (figure 137a).

Poursuivez avec le montage des condensateurs céramiques puis polyesters. Après, continuez avec les condensateurs électrolytiques en respectant bien leur polarité.

Maintenant, prenez le transistor BC328 et placez-le (TR2) méplat tourné vers le potentiomètre R21. Prenez le transistor BC547 et placez-le (TR1) méplat tourné vers TR2 (figure 137a).

Montez ensuite le FET BC264 (FT1) méplat tourné vers le condensateur C17.

A propos de ces trois derniers semiconducteurs, ayez soin de tenir leur corps à une certaine distance de la surface du circuit imprimé : ne raccourcissez pas leurs pattes, ce qui évitera de les surchauffer en les soudant.

Maintenant, vous pouvez monter le potentiomètre R21 de 10 kilohms et le double potentiomètre R10-R6 de 47 kilohms. Avant de les fixer à l'aide de leur écrou plat, raccourcissez leur axe à 22 mm (figure 142). Pour connecter leurs broches au circuit imprimé, utilisez des morceaux de fil de cuivre dénudé. Les broches du potentiomètre R6 vont aux trous du circuit imprimé les plus proches ; celles de R10 vont aux trous voisins de R9 (figure 137a).

Avant d'insérer le commutateur rotatif S1 sur le circuit imprimé et de souder ses broches, raccourcissez son axe à 8 mm afin d'éviter que son bouton ne touche la face avant (figure 141).

Après avoir soudé les deux fils du porte-pile, ceux de la diode LED, de l'interrupteur S2 et de la connexion des sorties aux deux douilles, enfilez les axes des entretoises autocollantes dans les trous situés aux quatre coins du circuit imprimé et fixez, en pressant bien fort, la platine au verso de la face avant.

Sur cette face avant, justement, fixez aussi l'interrupteur S2, le support de la diode LED et les deux douilles de sortie du signal BF.
Le câblage est alors terminé et vous pouvez insérer dans leurs supports les circuits intégrés TL082 en prenant garde de bien orienter leur repère-détrompeur en U vers le bas, comme le montre la figure 137a.

Avant de pouvoir utiliser votre générateur vous devez encore effectuer un réglage. Branchez la pile de 9 V 6F22. Puis réglez le trimmer R12. Si vous n'avez pas d'oscilloscope, utilisez un multimètre en suivant les indications ci-dessous :

1 - Prenez votre multimètre et commutez-le en courant alternatif avec une portée de 1 V fond d'échelle.

2 - Connectez les deux pointes de touche aux douilles de sortie signal.

3 - Tournez, avec un petit tournevis, le curseur du trimmer R12 vers la gauche (sens antihoraire) : le multimètre n'indique aucune tension.

4 - Tournez le bouton du commutateur "Range" sur A, c'est-à-dire sur la gamme 6 à 50 Hz, puis tournez le bouton d'accord sur 50 Hz environ et le bouton du potentiomètre "Signal Output" (signal de sortie) au maximum.

5 - Avec un tournevis, tournez lentement R12 dans le sens horaire (à droite) jusqu'à trouver la position pour laquelle le multimètre indiquera une tension alternative de 1 V.

6 - Quand vous lisez 1 V fond d'échelle sur le multimètre, ne tournez pas R12 davantage, même si la tension augmente, car vous n'obtiendriez plus une onde sinusoïdale dépourvue de distorsion.

7 - Quand vous faites ce réglage, alimentez le montage avec la pile de 9 V car, si vous l'alimentez avec une alimentation externe de 12 V, vous n'obtiendrez pas 1 V mais 1,7 V.

8 - N'essayez pas de mesurer la tension de sortie sur une fréquence supérieure à 400 ou 500 Hz car le multimètre risque de ne pas bien redresser la tension au-delà de cette fréquence.

Précisons que la tension lue sur un multimètre est exprimée en Volts efficaces. Par conséquent, si vous voulez connaître la valeur de la tension crête-crête Vpp, vous devrez multiplier les Veff par 2,82.

Si vous branchez un casque sur les douilles de sortie, vous pourrez écouter toutes les fréquences, des notes basses aux notes suraiguës. Précisons toutefois que tous les casques à écouteurs ne sont pas capables de reproduire les sons d'une fréquence inférieure à 20 ou 30 Hz. En outre, même s'ils peuvent reproduire les aiguës jusqu'à 20 kHz, notre oreille, elle, n'est pas en mesure d'entendre les sons au-delà de 15 kHz !

Quand vous serez en possession de votre ou de vos générateurs BF, vous pourrez contrôler avec une très grande facilité tous les amplificateurs. Ces deux appareils viendront compléter votre laboratoire qui, équipé pour des sommes dérisoires, n'aura bientôt plus rien à envier à ceux, beaucoup plus coûteux, des professionnels.

Un capacimètre pour multimètre

Le EN5033

Mise en pratique

Après les deux générateurs de signaux du précédent chapitre, nous continuons à équiper votre laboratoire avec ce capacimètre pour multimètre, à la fois très précis, simple à construire et économique. Il vous permettra d'effectuer toutes les mesures de capacité, à partir de quelques picofarads, avec une précision dépendant essentiellement du multimètre (analogique ou numérique), que vous utiliserez comme unité de lecture.





Comme système d'affichage pour ce capacimètre, vous pouvez utiliser soit un multimètre analogique, soit un multimètre digital.

En effet, votre multimètre ne comporte peut-être pas la fonction "CAP" ou alors elle ne vous semble pas assez précise en raison du nombre insuffisant de portées : c'est souvent le cas avec les contrôleurs universels de bas de gamme ! Avec notre appareil, si vous décidez de faire les frais d'achat d'un bon multimètre, vous n'aurez pas besoin de choisir un modèle doté de cette fonction, que vous paieriez forcément plus cher.

Ce capacimètre, couplé à un multimètre à aiguille ou numérique, permettra au jeune électronicien, tout comme au chevronné, de connaître la valeur de capacité de tous les condensateurs, même ceux, et ils sont nombreux, ne comportant pas sur leur enrobage cette indication en langage clair. Même discours pour les condensateurs variables ou ajustables et, a fortiori, pour une diode varicap, toujours énigmatique si on ne possède pas les données correspondant à son appellation, par exemple BB112 (250 pF à 0 volt).

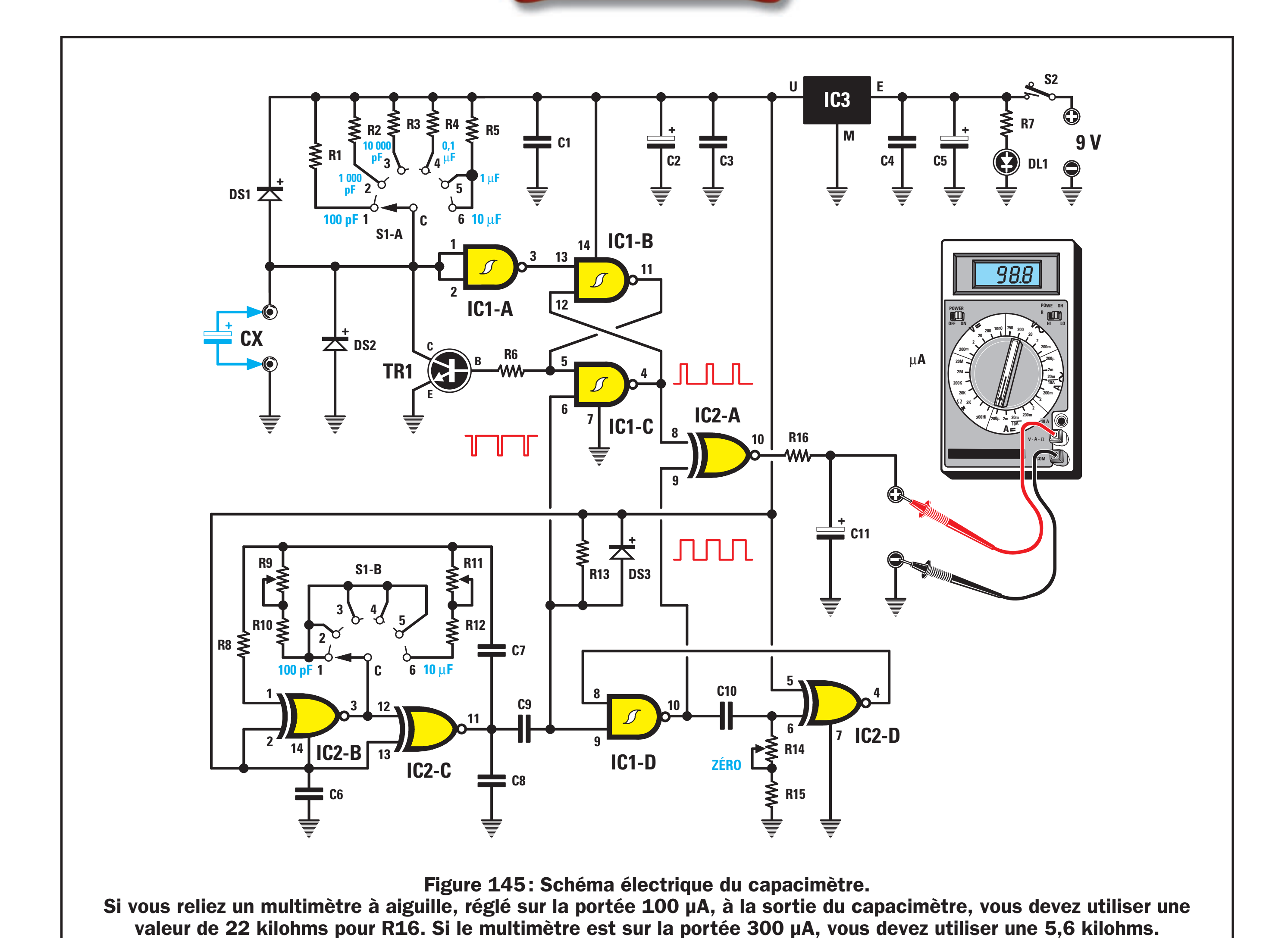


Figure 145 : Schéma électrique du capacimètre.
Si vous reliez un multimètre à aiguille, réglé sur la portée 100 µA, à la sortie du capacimètre, vous devez utiliser une valeur de 22 kilohms pour R16. Si le multimètre est sur la portée 300 µA, vous devez utiliser une 5,6 kilohms.

Le principe de fonctionnement

Le montage, dont vous pouvez voir le schéma électrique figure 145, utilise deux circuits intégrés numériques seulement. Etant donné que notre objectif, dans ce cours, est d'enseigner l'électronique, nous ne nous contenterons pas de vous proposer de monter quelques composants sur le circuit imprimé pour voir l'appareil fonctionner tout de suite, mais nous nous étendrons sur le principe de fonctionnement. Nous avons, en effet, adopté pour ce schéma quelques solutions ingénieuses que tout concepteur électronicien pourra mettre à profit dans d'autres applications…

Afin de comprendre comment fonctionne ce capacimètre, nous devons avant tout savoir comment changent les niveaux logiques des deux NAND reliés en configuration FLIP-FLOP SR (Set-Reset).

entrée 13 = 0	sortie 11 = 1
entrée 6 = 1	sortie 4 = 0

entrée 13 = 1	sortie 11 = 1
entrée 6 = 1	sortie 4 = 0

IC1-B, IC1-C (13: 0, 11: 1, 6: 1, 4: 0) — IC1-B, IC1-C (13: 1, 11: 1, 6: 1, 4: 0)

Figure 146 : Première condition.

entrée 13 = 1	sortie 11 = 0
entrée 6 = 0	sortie 4 = 1

entrée 13 = 1	sortie 11 = 0
entrée 6 = 1	sortie 4 = 1

IC1-B, IC1-C (13: 1, 11: 0, 6: 0, 4: 1) — IC1-B, IC1-C (13: 1, 11: 0, 6: 1, 4: 1)

Figure 147 : Deuxième condition.

Le FLIP-FLOP est le circuit intégré IC1-A et IC1-B. Les broches 13 et 6 sont les entrées, les 11 et 4 les sorties. En tenant compte des niveaux logiques en entrée, nous pouvons obtenir un certain niveau logique sur les sorties du FLIP-FLOP, comme l'indiquent les figures 146 et 147.

La première condition

Dans la première condition (figure 146), c'est-à-dire quand la broche d'entrée 13 est au niveau logique bas (0) et la broche 6 au niveau logique haut (dessin de gauche), sur la sortie 11, nous retrouvons un niveau logique haut (1) et sur la sortie 4 un niveau logique bas (0). Si la broche d'entrée 13 passe du niveau logique bas (0) au niveau logique haut (dessin de droite), le niveau logique sur les deux sorties ne change pas et, par conséquent, nous retrouvons de nouveau les niveaux logiques 1-0.

La deuxième condition

Dans la deuxième condition (figure 147), nous pouvons noter que, lorsque la broche d'entrée 13 est au niveau logique haut (1) et que le niveau logique de la broche 6 passe du niveau logique haut (1) au niveau logique bas (dessin de gauche), le niveau logique des deux sorties change par rapport à la condition précédente et, par conséquent, nous retrouvons sur la broche 11 un niveau logique bas (0) et sur la broche 4 un niveau logique haut (1). Si la broche d'entrée 6 passe du niveau logique bas (0) au niveau logique haut (dessin de droite), le niveau logique des deux sorties ne change pas et, par conséquent, nous retrouvons de nouveau les niveaux logiques 1-0. Pour remettre les deux sorties aux niveaux logiques 1-0, il est nécessaire que la broche d'entrée 13 (qui est actuellement au niveau logique haut) passe au niveau logique bas (0), comme le montre le dessin de droite.

Une fois que l'on a compris comment changent les niveaux logiques des sorties du FLIP-FLOP SR, nous pouvons poursuivre avec la description du circuit, car vous êtes maintenant en mesure de comprendre comment on peut mesurer la capacité d'un condensateur.

En effet, chaque fois qu'un condensateur est inséré dans les douilles CX, le FLIP-FLOP se trouve dans la condition de gauche de la figure 146, c'est-à-dire que sur la broche de sortie 11 nous avons un niveau logique haut (1) et sur la broche de sortie 4 un niveau logique bas (0).

Etant donné que, sur la broche de sortie 11 est connectée la base du transistor TR1, celui-ci recevant un niveau logique haut (1), c'est-à-dire une tension positive, il entre en conduction et court-circuite à la masse, par l'intermédiaire de son collecteur, l'entrée CX.

Comme le schéma électrique vous le montre, la seconde broche d'entrée 6 du FLIP-FLOP est reliée, par l'intermédiaire du condensateur C9, à l'étage oscillateur composé des NOR exclusifs IC2-B et IC2-C.

Cet étage s'occupe d'envoyer sur la broche 6 une suite d'impulsions de niveau logique bas (0) permettant au FLIP-FLOP IC1-B/IC1-C de changer le niveau logique des deux sorties 11 et 4, comme le montrent les figures 146 et 147.

Nous l'avons dit, dès qu'un condensateur est inséré dans les douilles, nous avons un niveau logique haut (1) sur la broche 11 du FLIP-FLOP et un niveau logique bas (0) sur la broche de sortie 4 (figure 146 à gauche).

Chaque fois que l'oscillateur IC2-B/IC2-C envoie sur la broche 6 du FLIP-FLOP une impulsion de niveau logique bas (0), on a un niveau logique bas (0) sur la broche de sortie 11 et un niveau logique haut (1) sur la broche de sortie 4 : c'est la situation de la figure 147 à gauche.

Dès l'instant où la broche de sortie 11 passe au niveau logique bas (0), automatiquement le transistor TR1 élimine le court-circuit à l'entrée CX. Dans ces conditions, le condensateur inséré dans ces douilles commence à se charger avec la tension positive fournie par le commutateur rotatif S1-A.

Quand la tension aux bornes du condensateur atteint sa valeur maximale, nous retrouvons un niveau logique haut (1) à l'entrée du NAND IC1-A et, comme ce NAND est monté en inverseur, nous avons en sortie un niveau logique bas (0) qui, atteignant la broche 13 du FLIP-FLOP, change de nouveau les niveaux logiques des sorties comme le montre le dessin de gauche de la figure 147.

Quand le niveau logique haut (1) revient sur la broche de sortie 11 du FLIP-FLOP, le transistor TR1 entre de nouveau en conduction et court-circuite les deux douilles CX : le condensateur à mesurer se décharge alors rapidement.

Quand arrive sur la broche d'entrée 6 de IC1-C l'impulsion suivante de niveau logique bas (0) en provenance

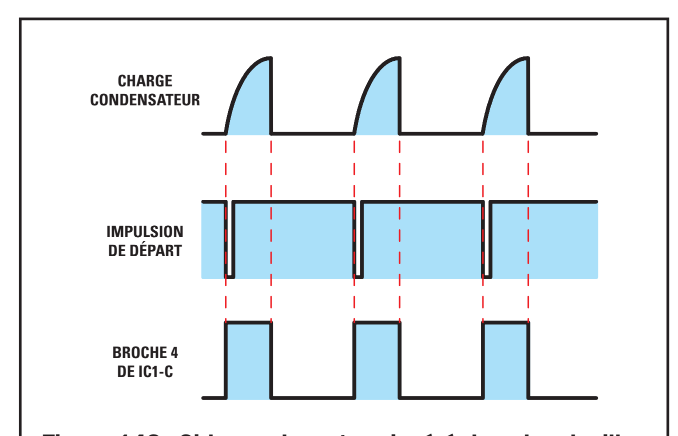


Figure 148 : Si le condensateur inséré dans les douilles CX est de faible capacité, on obtiendra, sur la broche 4 du FLIP-FLOP, une onde carrée restant au niveau logique haut (1) pendant une durée inférieure à celle du niveau logique bas (0).

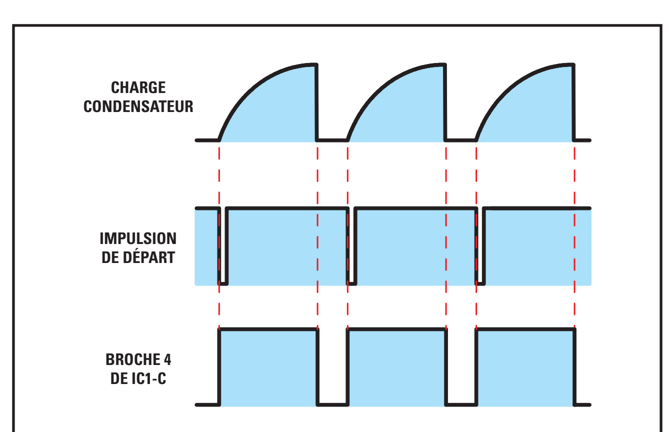


Figure 149 : Si le condensateur inséré dans les douilles CX est de capacité élevée, on obtiendra, sur la broche 4 du FLIP-FLOP, une onde carrée restant au niveau logique haut (1) pendant une durée supérieure à celle du niveau logique bas (0).

de l'étage oscillateur IC2-B/IC2-C, les sorties du FLIP-FLOP changent d'état de 1-0 à 0-1 et, dans ces conditions, le condensateur peut de nouveau se charger pour ensuite se décharger quand les sorties du FLIP-FLOP passeront de 0-1 à 1-0.

En résumé, l'impulsion de niveau logique bas (0) arrivant sur la broche 6 du FLIP-FLOP est l'impulsion de départ faisant se charger le condensateur inséré dans les douilles CX. Quand arrive aux bornes du condensateur le niveau logique haut (1) de seuil demandé, nous retrouvons à la sortie de l'inverseur un niveau logique bas (0) entrant par la broche 13 du FLIP-FLOP et changeant les niveaux logiques des sorties 11-4 (figure 146 à gauche) : on obtient ainsi la fonction d'arrêt.

Si la valeur du condensateur inséré dans les douilles CX est de quelques picofarads, le condensateur se charge très rapidement et, par conséquent, sur la broche de sortie 4 du FLIP-FLOP nous retrouvons une onde carrée restant au niveau logique haut (1) pendant une durée moindre par rapport au niveau logique bas (figure 148).

Si la valeur du condensateur X est d'un grand nombre de picofarads, le condensateur se charge plus lentement et, par conséquent, sur la broche de sortie 4 du FLIP-FLOP nous retrouvons une onde carrée restant au niveau logique haut (1) pendant une durée plus longue par rapport au niveau logique bas (figure 149).

A travers la résistance R16, les ondes carrées sont appliquées au condensateur électrolytique C11 pour obtenir une valeur de tension proportionnelle à la largeur des impulsions que nous pourrons lire sur le multimètre. En pratique, si avec un condensateur de 100 pF on obtient une valeur de tension en mesure de faire dévier l'aiguille du multimètre en fond d'échelle, en insérant un condensateur de 50 pF, on obtiendra une valeur de tension faisant dévier l'aiguille jusqu'à la moitié de l'échelle.

Cette solution pourrait être adoptée pour déterminer la valeur des condensateurs de capacité élevée, mais pour les condensateurs de faibles capacités cela ne convient pas, car des capacités parasites, comme celles constituées par le circuit imprimé lui-même et les connexions, pouvant atteindre 40 à 50 pF, engendreraient des erreurs significatives de mesure.

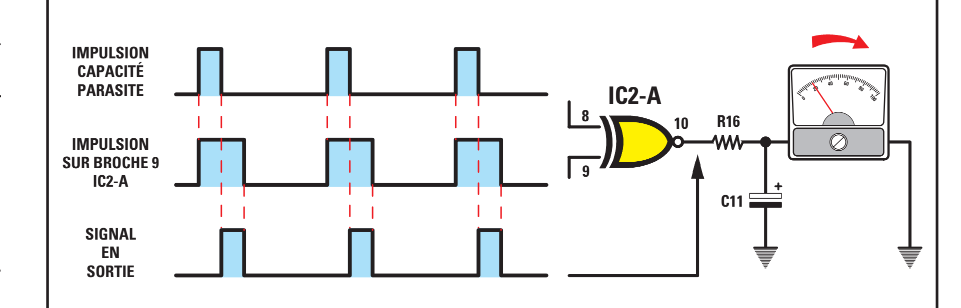


Figure 150 : Si les impulsions de compensation appliquées sur la broche 9 sont plus étroites que celles de la capacité parasite, l'aiguille du galvanomètre indique toujours une valeur de tension positive égale à la différence entre les deux largeurs d'impulsions. Pour obtenir des impulsions d'une largeur exactement égale à celles produites par les capacités parasites, il faut tourner le potentiomètre R14 jusqu'à ce que l'aiguille du multimètre se place exactement sur le zéro de l'échelle.

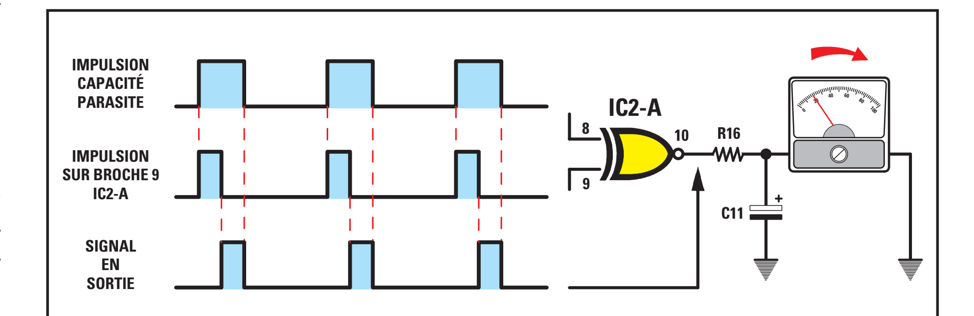


Figure 151 : Le NOR exclusif IC2-A, utilisé pour charger le condensateur de sortie C11, permet d'annuler les capacités parasites du circuit en appliquant sur la broche 9 des impulsions aussi larges que celles produites par les capacités parasites entrant par la broche 8. Si les impulsions de compensation appliquées sur la broche 9 sont plus larges que celles de la capacité parasite, l'aiguille du multimètre indique une valeur de tension positive égale à la différence entre les deux largeurs.

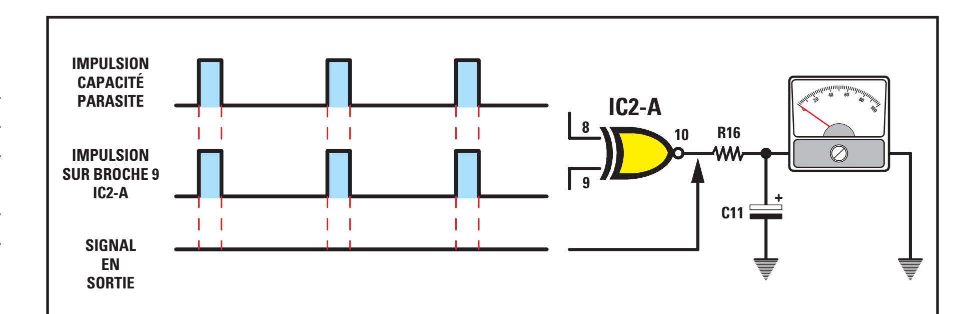


Figure 152 : Quand les impulsions entrant par les broches 8 et 9 du NOR exclusif IC2-A sont de mêmes largeurs, toutes les capacités parasites s'anulent automatiquement et, dans cette condition, l'aiguille du multimètre se place sur zéro. Avec l'aiguille sur le zéro, toute tension obtenue à la sortie du NOR exclusif IC2-A est celle fournie par le condensateur inséré en CX. Ainsi, vous pourrez mesurer avec une précision élévée même de faibles capacités (quelques picofarads).

Si nous mesurons un condensateur de 22 pF, nous pourrons lire sur le multimètre 62 à 72 pF et si nous mesurons un condensateur de 100 pF, nous pourrons lire 140 à 150 pF.

Or, un capacimètre n'indiquant pas la valeur de capacité exacte n'est pas digne d'être considéré comme un instrument de mesure car, si on se fie à sa lecture, on risque quelques soucis.

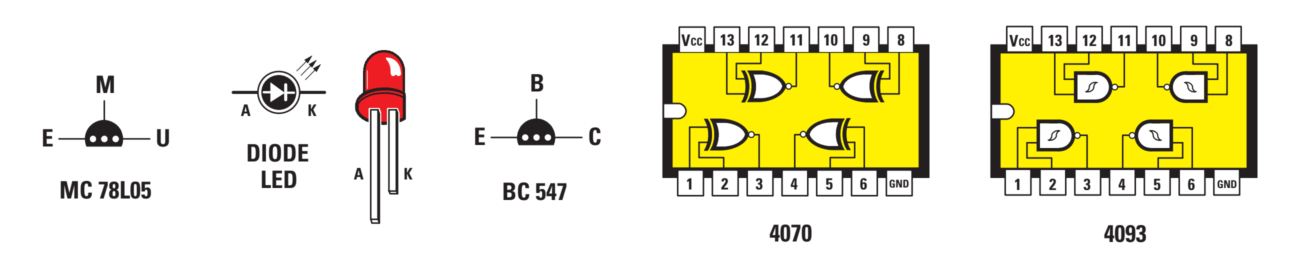


Figure 153 : Brochages des circuits intégrés 4070 et 4093 vus de dessus. Ceux du régulateur MC78L05 et du transistor BC547 sont vus de dessous, c'est-à-dire du côté fils.

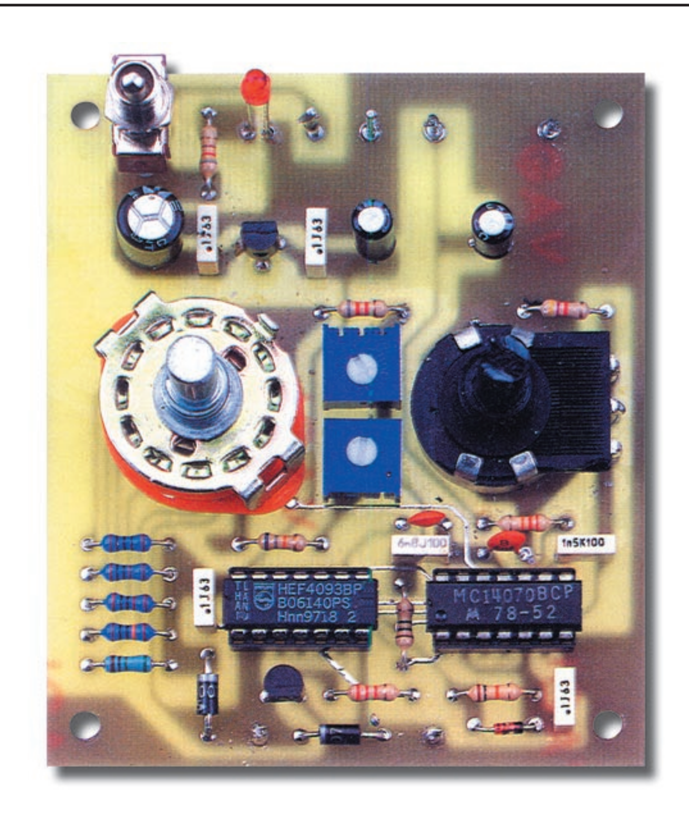


Figure 154 : Photo d'un des prototypes de la platine capacimètre EN5033. Les trimmers au centre du circuit imprimé servent à régler le capacimètre avec deux condensateurs échantillons calibrés.

Liste des composants EN5033

R1 = 1 MΩ 1 %
R2 = 100 kΩ 1 %
R3 = 10 kΩ 1 %
R4 = 1 kΩ 1%
R5 = 100 Ω 1 %
R6 = 2,2 kΩ
R7 = 820 Ω
R8 = 1 MΩ
R9 = 5 kΩ trimmer
R10 = 8,2 kΩ
R11 = 50 kΩ trimmer
R12 = 68 kΩ
R13 = 10 kΩ
R14 = 100 kΩ pot. lin.
R15 = 4,7 kΩ
R16 = 22 kΩ (voir texte)
C1 = 100 nF polyester
C2 = 47 µF électrolytique
C3 = 100 nF polyester
C4 = 100 nF polyester
C5 = 100 µF électrolytique
C6 = 100 nF polyester
C7 = 6,8 nF polyester
C8 = 470 pF céramique
C9 = 470 pF céramique
C10 = 1,5 nF polyester
C11 = 22 µF électrolytique
DS1 = Diode 1N4007
DS2 = Diode 1N4007
DS3 = Diode 1N4150
DL1 = LED rouge 5 mm
TR1 = NPN BC547
IC1 = CMOS 4093
IC2 = CMOS 4070
IC3 = Régulateur 78L05
S1 = Commutateur 2 voies 6 positions
S2 = Interrupteur

Toutes les résistances utilisées sont des 1/4 de watt.

Pour pallier cet inconvénient, nous avons inséré dans le circuit un oscillateur monostable, composé du NAND IC1-D et du NOR exclusif IC2-D, piloté en synchronisme avec l'oscillateur IC2-B/IC2-C, ce qui nous permet de soustraire toutes les capacités parasites simplement en tournant le potentiomètre R14.

Vous pouvez le voir sur le schéma électrique, la broche de sortie 4 du FLIP-FLOP IC1-C est reliée à la broche 8 du NOR exclusif de sortie IC2-A et la broche opposée 9 est reliée à la broche 10 de l'oscillateur monostable.

Le NOR exclusif IC2-A nous permet de soustraire toute valeur de capacité parasite de manière à placer l'aiguille du multimètre sur le zéro (figure 152).

Regardons la table de vérité d'un NOR exclusif avec ses quatre combinaisons :

entrée broche 8	entrée broche 9	sortie broche 10
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Vous l'aurez noté, sur la broche de sortie 10, nous trouvons toujours un niveau logique haut (1), c'est-à-dire une tension positive, quand sur la broche d'entrée 9 se trouve un niveau logique différent de celui apparaissant sur la broche d'entrée 8. C'est seulement lorsque le niveau logique haut 1-1 ou bas 0-0 est présent sur les deux entrées que nous retrouvons en sortie un niveau logique bas (0), soit zéro volt.

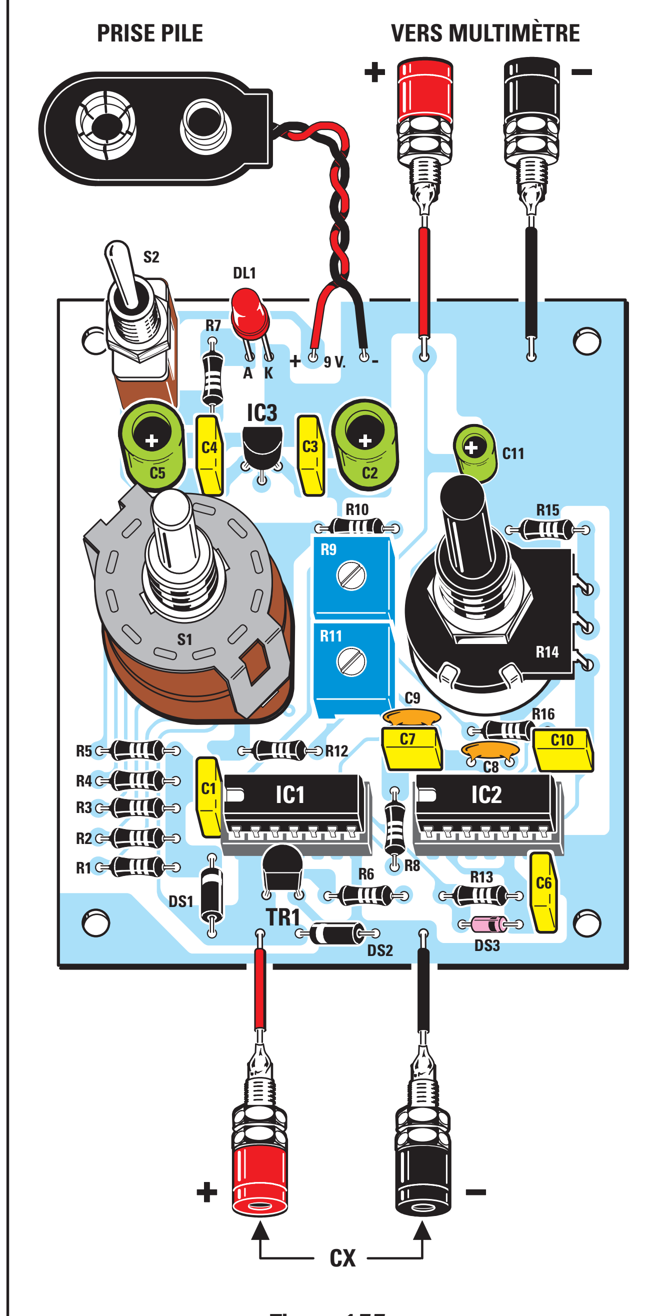


Figure 155a :
Schéma d'implantation des composants du capacimètre. Les broches du commutateur rotatif S1 et celles de l'inverseur S2 sont à insérer dans les trous du circuit imprimé comme le montre la figure 156.

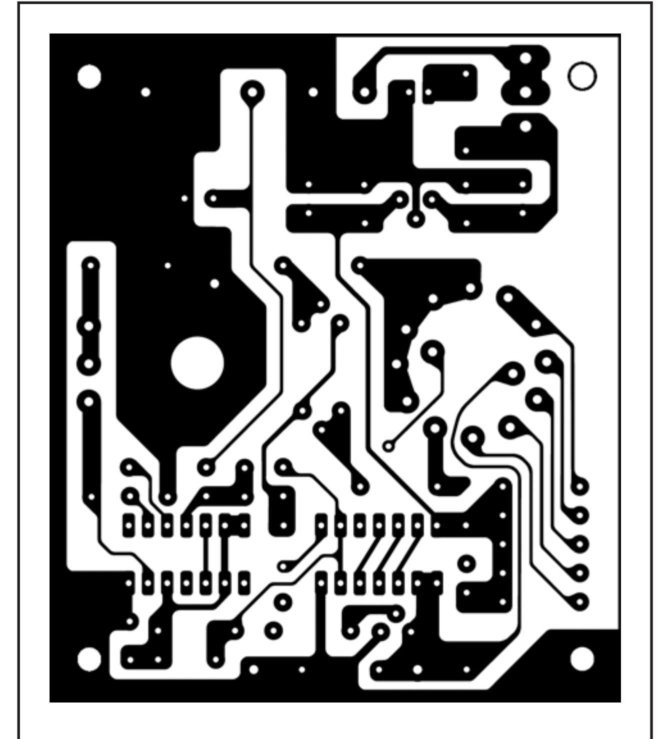


Figure 155b :
Dessin, à l'échelle 1, de la face "soudures" du circuit imprimé double face à trous métallisés du capacimètre pour multimètre.

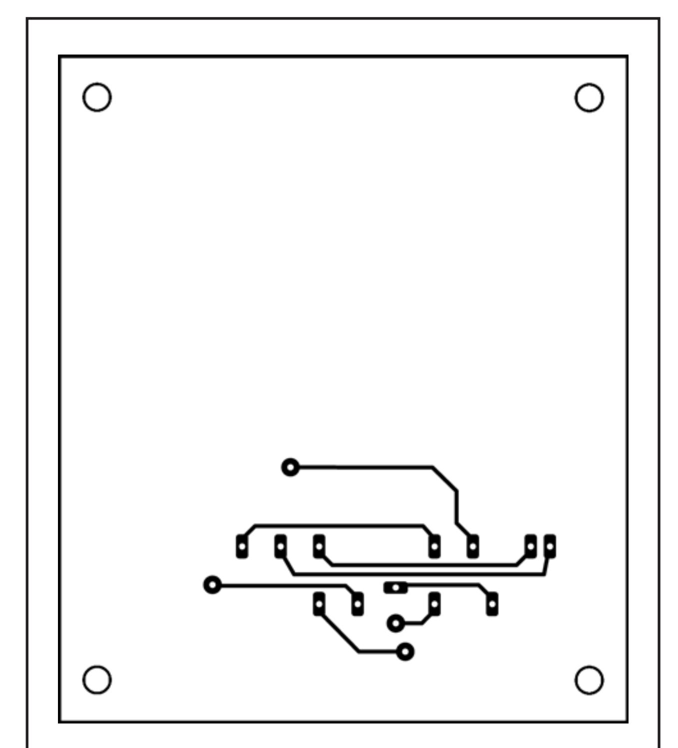


Figure 155c :
Dessin, à l'échelle 1, de la face "composants" du circuit imprimé double face à trous métallisés du capacimètre pour multimètre.

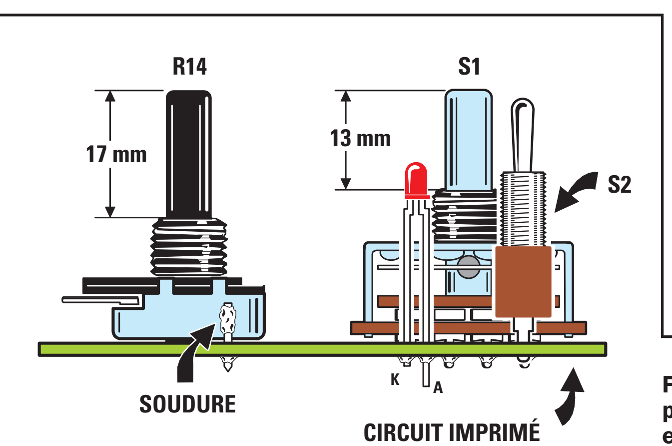


Figure 156 : Pour fixer le corps du potentiomètre R14 à la platine, soudez sur son boîtier métallique un picot après l'avoir enfoncé dans le trou correspondant du circuit imprimé.

Ce NOR exclusif empêche que l'aiguille du multimètre ne descende en dessous de zéro volt quand on tourne le potentiomètre R14 afin de soustraire la capacité parasite.

Un bon croquis vaut mieux…

Comme ce que nous venons de dire pourrait ne pas avoir assez éclairé le fonctionnement du NOR exclusif pour quelques-uns de nos lecteurs, nous aurons donc recours à un dessin. La figure 150 montre la forme d'onde des impulsions produites par une capacité parasite entrant par la broche 8 de IC2-A et celles que nous appliquerons sur la broche 9 pour l'annuler. Etant donné que l'impulsion sur la broche 8 est plus large que celle présente sur la broche 9, quand cette dernière prend le niveau logique bas (0), sur la broche 8 se trouve encore un niveau logique haut (1). Grâce à la table de vérité, nous avons appris que lorsque sur les entrées nous avons 1-0, en sortie nous retrouvons un niveau logique haut (1) et ce niveau logique fait dévier l'aiguille du multimètre sur une valeur de tension proportionnelle au temps pendant lequel la broche 8 reste au niveau logique haut (1).

Si nous tournons le potentiomètre R14 de manière à obtenir sur la broche 9 une impulsion d'une largeur exactement égale à celle présente sur la broche 8 (figure 152), quand les deux se trouvent au niveau logique haut (1), en sortie nous avons un niveau logique bas (0) et quand les deux passent au niveau logique bas (0), de nouveau nous retrouvons en sortie un niveau logique bas (0), c'est-à-dire aucune tension et par conséquent l'aiguille du multimètre se place exactement sur le zéro de l'échelle de mesure. Comme nous avons totalement annulé la tension fournie par les capacités parasites, la tension qu'ensuite nous lirons sera celle, et seulement celle, fournie par le condensateur à mesurer.

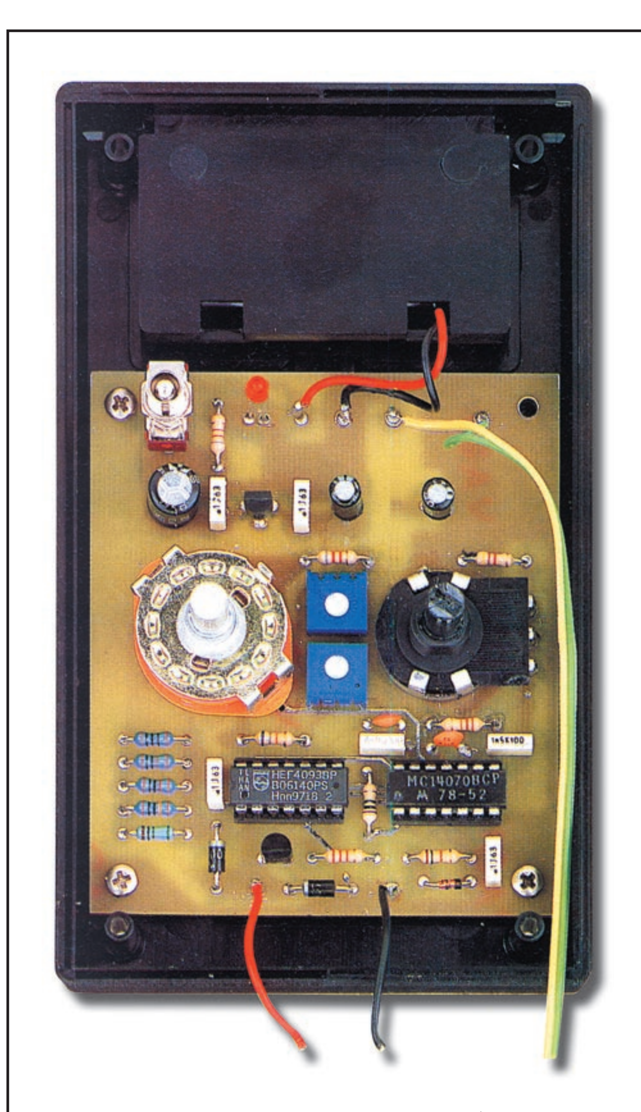


Figure 157 : Montage dans le boîtier.
Le circuit imprimé sera fixé à l'intérieur du boîtier plastique à l'aide de 4 vis autotaraudeuses. Dans le logement du haut, placez la pile 6F22 de 9 volts.

Le schéma électrique

Maintenant que nous vous avons révélé tous ces secrets, il reste bien peu de choses à dire du schéma électrique ! Le commutateur S1-A à 6 positions permet de connecter, sur les douilles CX, la tension positive de 5 V fournie par le régulateur IC3, en utilisant cinq différentes valeurs de résistances de précision.

Comme nous voulions que la capacité maximale à mesurer puisse se charger en 100 µs, nous avons calculé la valeur des résistances en kilohms en utilisant cette formule :

kilohms = (µs : pF) x 1 000

Par conséquent pour faire dévier l'aiguille du multimètre en fond d'échelle avec 100 pF - 1 000 pF - 10 000 pF - 100 000 pF et 1 - 10 µF nous avons dû utiliser les valeurs de résistances suivantes :

100 pF = R1 1 000 kΩ ou 1 MΩ
1 000 pF = R2 100 kΩ
10 000 pF = R3 10 kΩ
100 000 pF = R4 1 kΩ
1 µF = R5 0,1 kΩ ou 100 Ω

C'est seulement pour la dernière portée, celle des 10 µF, qu'au lieu d'utiliser une résistance de précision de 10 ohms nous avons préféré utiliser la R5 de 100 ohms et augmenter le temps de l'étage oscillateur IC2-B/IC2-C au moyen de la résistance R12 et du trimmer R11. Pour alimenter les quatre NAND présents à l'intérieur du 4093 et les quatre NOR exclusifs présents à l'intérieur du 4070, nous avons utilisé une pile de 9 V type 6F22. Afin d'éviter que la pile en se déchargeant n'influence la précision de la mesure, cette tension est stabilisée à 5 V par le régulateur 78L05.

Pour finir, sachez que les deux diodes au silicium DS1 et DS2 appliquées à l'entrée servent à protéger l'inverseur IC1-A dans le cas où on insèrerait par mégarde dans les douilles CX un condensateur chargé. Afin de ne pas endommager cet inverseur il est toutefois vivement conseillé, avant toute insertion d'un condensateur à mesurer, de veiller à le décharger en court-circuitant ses pattes à l'aide d'un tournevis.

La réalisation pratique

Quand vous aurez réalisé ou vous vous serez procuré le circuit imprimé (figures 155b et c) et tous les composants de la liste, y compris les résistances de précision et les deux condensateurs calibrés pour le réglage, vous pourrez insérer les composants. Commencez par les deux supports de circuits intégrés. Poursuivez avec les résistances.

***Très important** : Avant d'insérer la R16, vérifiez que le multimètre à aiguille ou numérique que vous utiliserez avec le capacimètre possède bien une portée de 100 ou 300 µA CC. Si la portée disponible est de 100 µA, vous devrez insérer une R16 de 22 kilohms. Si la portée est de 300 µA, insérez une R16 de 5,6 kilohms.*

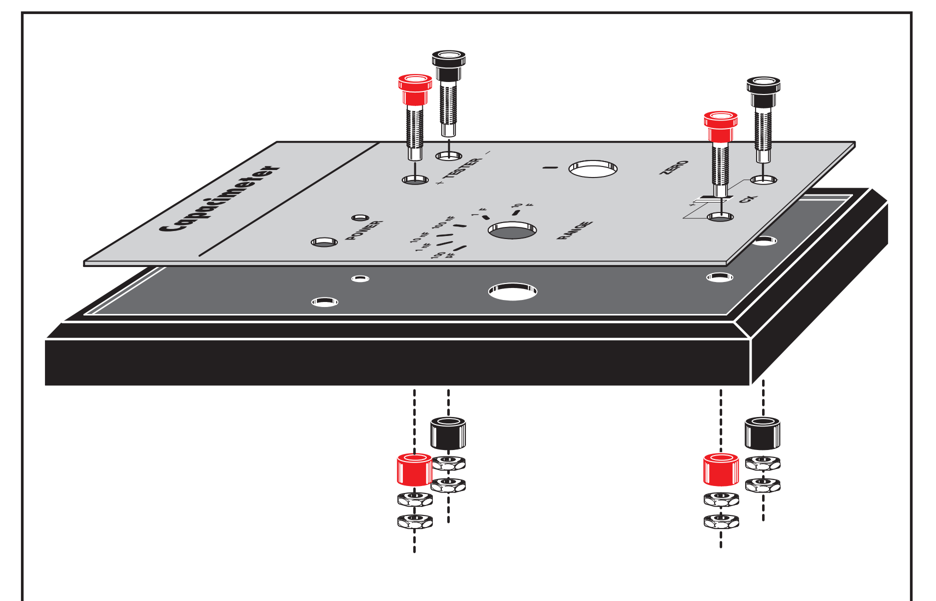


Figure 158 : Avant de visser les douilles en face avant au moyen des deux écrous plats, prenez la précaution d'enfiler derrière celles-ci les rondelles épaisses en plastique. A défaut, les deux pôles de l'entrée ou ceux de la sortie pourraient être court-circuités à la masse.

Si vous utilisez un multimètre numérique, vous devrez insérer la R16 de 22 kilohms et utiliser la portée de 200 µA CC fond d'échelle.

Après les résistances, vous pouvez monter les diodes au silicium en orientant bien leurs bagues comme le montre la figure 155. La diode DS1, en plastique, aura sa bague blanche tournée vers C1. DS2, en plastique aussi, aura sa bague blanche tournée vers DS1. DS3, en verre, aura sa bague noire tournée vers C6.

Vous pouvez maintenant vous consacrer aux condensateurs en respectant bien la polarité +/– des électrolytiques.

Insérez les trimmers R9 et R11 : vous n'aurez aucune difficulté pour les distinguer car R9 est marqué 502 et R11 503. Sans avoir besoin de vous reporter à la leçon sur les condensateurs, vous aurez compris que 502 signifie 50 + 2 zéros, soit 5000 Ω donc 5 kΩ. Il en est de même pour 503 : 50 + 3 zéros, soit 50000 Ω donc 50 kΩ.

Montez ensuite le régulateur IC3 78L05, entre C4 et C3, méplat tourné vers la LED DL1. Insérez ensuite le transistor TR1, méplat tourné vers les sorties CX.

A gauche du circuit imprimé, insérez les broches du commutateur rotatif S2 et à droite le potentiomètre R14. Etant donné que le boîtier du potentiomètre doit être bien fixé au circuit imprimé, afin d'éviter qu'en tournant son bouton il ne bouge, soudez-le au circuit imprimé par l'intermédiaire d'un picot que vous aurez préalablement inséré et soudé dans le trou ménagé à cet effet à proximité (figure 156). Bien sûr, avant d'insérer le commutateur et le potentiomètre, n'oubliez pas de raccourcir leurs axes.

En haut à gauche, soudez les broches de l'interrupteur S2 en tenant son boîtier légèrement à distance du circuit imprimé afin que son levier puisse dépasser de la face avant (ce sera plus pratique à utiliser !). A la droite de l'inverseur, insérez la LED en enfilant sa patte la plus longue (l'anode) dans le trou marqué “A” (figure 155). Pour terminer le montage, il ne vous reste plus qu'à insérer et souder la prise de la pile. Vous pouvez alors introduire les deux circuits intégrés dans leurs supports en prenant bien soin d'orienter leur repère-détrompeur dans le bon sens, donc, vers la gauche.

Enfin, soudez de courts morceaux de fil sur les bornes reliant le circuit imprimé aux douilles CX et à celles allant au multimètre. Quand vous fixerez ces douilles sur le couvercle du boîtier, n'oubliez pas d'enfiler par derrière les rondelles plastiques isolantes avant de visser les deux paires d'écrous plats (figure 158).

Le montage est maintenant terminé, mais, avant de fermer le boîtier, vous devez régler les deux trimmers R9 et R11 comme cela vous est expliqué dans les paragraphes suivants.

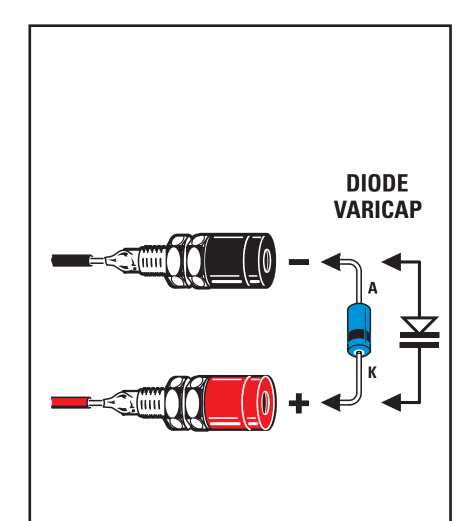


Figure 159 : Ce capacimètre vous permettra également de connaître la capacité maximum d'une diode varicap. Pour cela, insérez la patte K (côté bague) dans la douille "+".

Le réglage du capacimètre

Pour régler cet appareil, vous devez relier les cordons de mesure du multimètre aux douilles de sortie du capacimètre en respectant la polarité : le cordon positif (rouge) à la douille "+". Si le multimètre est à aiguille, réglez-le sur la portée 100 µA CC ou 300 µA mais seulement si vous avez inséré une R16 de 5,6 kilohms. Sinon, l'aiguille déviera au maximum d'un tiers d'échelle. Si vous avez un multimètre numérique, réglez-le sur la portée 200 µA CC et maintenez, pour R16, 22 kilohms.

Pour la lecture de la capacité, vous devrez utiliser l'échelle graduée de 0 à 100. Pour la portée des 100 pF fond d'échelle, vous lirez directement la valeur en picofarad. Pour celle des 1 000 pF, vous devrez ajouter un zéro (0) à la valeur lue. Pour la portée des 10 000 pF, vous devrez ajouter deux zéros (00). Pour la portée des 100 000 pF, vous devrez ajouter trois zéros (000) pour exprimer la capacité en pF et aucun 0 pour l'exprimer en nF. Pour la portée 1 µF fond d'échelle, vous devrez ôter deux zéros (00). Enfin, pour la portée 10 µF fond d'échelle, vous devrez ôter un seul zéro (0).

Ceci dit, en plaçant le commutateur S2 sur la portée 100 pF vous verrez tout de suite que l'aiguille indique une valeur de courant, même si vous n'avez pas encore inséré de condensateur à mesurer. Cette valeur de courant n'est autre que l'effet de la capacité parasite que vous devez annuler en tournant le potentiomètre R14 jusqu'à placer l'aiguille du multimètre sur 0 exactement (figure 152).

Quand cette condition est obtenue, insérez un condensateur calibré de 80 pF environ dans les douilles d'entrée CX : sa capacité exacte est indiquée dessus. Sans tenir serré ce condensateur calibré entre vos doigts afin de ne pas l'échauffer, tournez le trimmer R9 jusqu'à lire sa valeur sur le multimètre. Si le condensateur calibré est de 80 pF, mettez l'aiguille sur 80 en réglant le trimmer. Même chose si le condensateur fait 86 pF ou une autre valeur approchante inscrite dessus.

Prenez maintenant un condensateur polyester calibré de 1 µF et insérez-le dans les douilles CX. Réglez S2 sur la portée 10 µF fond d'échelle puis réglez le trimmer R11 jusqu'à lire "10" sur le multimètre, ce qui correspond à 1 µF sur une échelle graduée de 0 à 100.

Si vous disposez d'un multimètre numérique, le réglage sera encore plus facile car la valeur exacte du condensateur calibré apparaîtra sur l'afficheur.

Pour conclure

Ce capacimètre simple vous permettra, non seulement de trouver la valeur de capacité de n'importe quel condensateur mal identifié par son marquage jusqu'à un maximum de 10 µF, mais encore, de connaître la capacité maximale d'une diode varicap. Pour mesurer une de ces diodes vous devrez insérer la patte "K" dans la douille + de l'entrée CX, comme le montre la figure 159. En effet, si vous insérez cette diode en sens inverse, l'aiguille du multimètre ira au fond de l'échelle.

Cet instrument de mesure vous permettra aussi d'évaluer la tolérance des condensateurs dont le marquage n'est pas effacé ou impossible à décoder. Il vous indiquera, en outre, comment varie la capacité en fonction de la température.

Prenez, par exemple, un condensateur céramique et insérez-le dans les douilles d'entrée CX, puis échauffez-le avec la pointe d'un fer à souder et vous verrez immédiatement sa capacité varier.

Par conséquent, pour ne pas risquer de surchauffer un condensateur à mesurer, ce qui fausserait la mesure, il vaut mieux ne pas le tenir à la main mais plutôt se servir de pinces crocodiles et de fiches bananes.

Si par exemple, vous insérez un condensateur céramique de 220 pF, lequel, à cause de sa tolérance, pourrait bien faire 226 pF, vous verrez qu'en l'échauffant, sa capacité augmente jusqu'à 300 pF, alors que si vous le refroidissez, il recouvrera sa capacité initiale.

A titre d'information, sachez qu'il existe des condensateurs à coefficient de température négatif : leur capacité diminue quand on les échauffe. D'autres sont totalement insensibles à la variation de la température (par exemple, les céramiques NPO utilisés en HF pour éviter la dérive des oscillateurs).

Rappelons qu'avant d'insérer un condensateur de capacité élevée, un électrolytique par exemple, il vaut mieux prendre la précaution de court-circuiter ses pattes à l'aide d'un tournevis pour le décharger, afin de ne pas endommager le circuit intégré inverseur IC1-A. La patte positive d'un condensateur électrolytique sera toujours insérée dans la douille "+" rouge.

Petite information : Si vous ne disposez pas d'un multimètre à affecter de temps à autre à ce capacimètre, pas d'inquiétude : vous pouvez le remplacer par un galvanomètre de 100 µA fond d'échelle.



NOTES

NIVEAU 2
LEÇON N°32-1

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les amplificateurs opérationnels

Schémathèque commentée (1)

Après avoir appris comment fonctionne un amplificateur opérationnel et à quoi servent les broches d'entrée signalées par les symboles "+" et "–", nous vous proposons, dans cette nouvelle leçon, toute une série de schémas électriques commentés. Ces schémas pourront, bien entendu, vous servir à réaliser des montages simples, mais ils vous seront surtout utiles pour bien assimiler le fonctionnement de ce type de circuits intégrés.

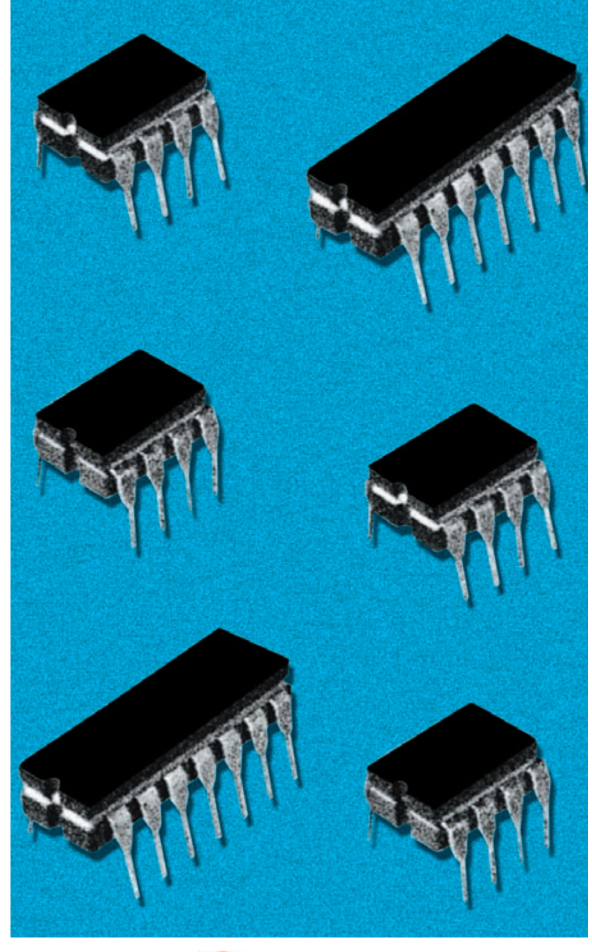
Si vous avez besoin du schéma d'un préamplificateur utilisant soit l'entrée non-inverseuse, soit l'entrée inverseuse, vous le trouverez ici, ainsi que la formule qui sert à calculer son gain et les modifications qui doivent être apportées au circuit pour pouvoir être alimenté avec une tension unique.

Nous vous proposons, ensuite, des schémas électriques de "mixer", "trigger de Schmitt", générateurs de courant constant, oscillateurs en dents de scie ou sinusoïdales, sans oublier les redresseurs idéaux pour signaux BF.

Les schémas électriques de circuits à ampli op

Avant de vous présenter les circuits utilisant des amplificateurs opérationnels, il faut tout d'abord commencer par énoncer quelques indications concernant les dessins que vous trouverez dans cette leçon.

Dans tous les schémas utilisant un seul opérationnel, on a indiqué sur chaque broche le numéro correspondant au brochage de la figure 160a. L'amplificateur opérationnel se nommera IC1.





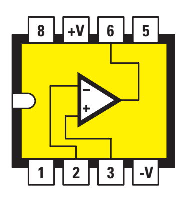


Figure 160a : Brochages d'un circuit intégré contenant un seul amplificateur opérationnel, vu du dessus.

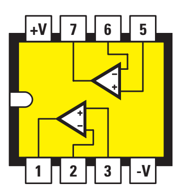


Figure 160b : Brochages d'un circuit intégré contenant deux amplificateurs opérationnels, vu du dessus.

Dans tous les schémas utilisant deux opérationnels, on a indiqué sur chaque broche le numéro correspondant au brochage de la figure 160b. Le premier amplificateur opérationnel se nommera IC1-A, le second, IC1-B.

Même si l'on a indiqué dans tous les schémas électriques le symbole de l'entrée non-inverseuse "+" en haut et le symbole de l'entrée inverseuse "–" en bas, ne prenez surtout pas cela pour une règle impérative car, pour rendre le dessin plus clair et accessible, vous pourrez trouver, dans certains schémas électriques, les entrées placées en sens inverse, c'est-à-dire l'entrée inverseuse en haut et l'entrée non-inverseuse en bas.

Regardez, par exemple, les schémas électriques des figures 132 et 136 de la leçon 31-3 qui ont les entrées inversées.

Dans les circuits alimentés par une tension double, nous avons pris comme référence une tension de 12 + 12 volts, mais vous pourrez la réduire jusqu'à 9 + 9 volts ou bien l'augmenter jusqu'à une valeur maximale de 18 + 18 volts.

Dans les circuits alimentés par une tension unique, nous avons pris comme référence une tension de 15 volts, mais vous pourrez la réduire jusqu'à 9 volts ou bien l'augmenter jusqu'à une valeur maximale de 30 volts.

Dans beaucoup de formules, la capacité des condensateurs doit être exprimée en nanofarads (nF), donc, si vous avez une capacité exprimée en picofarads (pF) et que vous voulez la convertir en nanofarads, vous devez la diviser par 1 000.

Par exemple, un condensateur de 82 000 picofarads équivaut à

82 000 : 1 000 = 82 nanofarads

Evidemment, pour reconvertir une valeur de nanofarad en picofarad, vous devrez la multiplier par 1 000 :

82 x 1 000 = 82 000 picofarads

Il en va de même pour les valeurs des résistances qui doivent être exprimées en kilohm. C'est pourquoi, si vous avez une valeur exprimée en ohm (Ω) et que vous voulez la convertir en kilohm (kΩ), vous devrez la diviser par 1 000. Par exemple, une résistance de 2 200 ohms équivaut à :

2 200 : 1 000 = 2,2 kilohms

Evidemment, pour reconvertir une valeur de kilohm en ohm, vous devrez la multiplier par 1 000 :

2,2 x 1 000 = 2 200 ohms

Après cette indispensable introduction, passons maintenant à la description de nos schémas électriques.

Préamplificateur BF utilisant l'entrée non-inverseuse

Sur la figure 161, vous pouvez voir le schéma électrique d'un étage préamplificateur BF alimenté par une tension double utilisant l'entrée non-inverseuse "+".

Comme vous avez pu l'apprendre, grâce à la leçon précédente, le gain de cet étage se calcule avec la formule :

gain = (R3 : R2) + 1

Pour la résistance R3, on peut choisir n'importe quelle valeur comprise entre 22 000 ohms et 1 mégohm.

Une fois choisie la valeur ohmique de R3, on peut trouver la valeur de R2 en fonction du gain que l'on souhaite obtenir en utilisant cette formule :

valeur de R2 = R3 : (gain – 1)

Si l'on choisit pour R3 une résistance de 120 000 ohms et que l'on veut amplifier environ 10 fois le signal, on devra utiliser pour R2 une résistance d'une valeur de :

120 000 : (10 – 1) = 13 333 ohms

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, on choisira la valeur la plus proche, c'est-à-dire 12 000 ou 15 000 ohms.

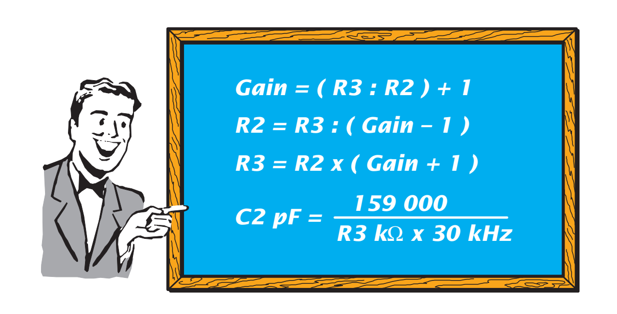
Si l'on choisit une valeur de 12 000 ohms pour R2, on obtiendra un gain de :

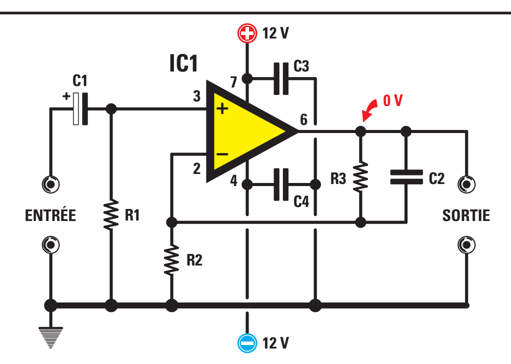
(120 000 : 12 000) + 1 = 11 fois

Si l'on choisit une valeur de 15 000 ohms pour R2, on obtiendra un gain de :

(120 000 : 15 000) + 1 = 9 fois

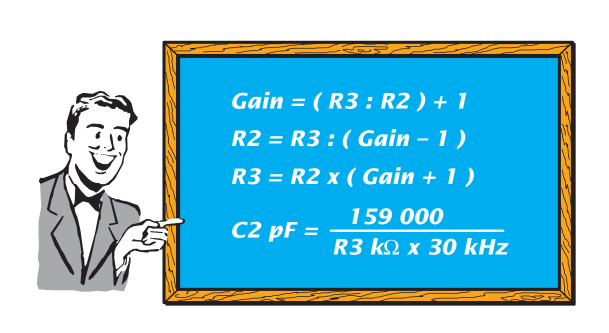
Le condensateur C2 relié en parallèle à la résistance R3 empêche l'opérationnel





R1 = 100 000 ohms (100 kΩ) C1 = 10 microfarads électrolytique (10 µF) C3 et C4 = 100 000 pF céramique (100 nF)

Figure 161 : Schéma électrique du préamplificateur HF avec entrée non-inverseuse, alimenté par une tension double.



R1 = 100 000 ohms (100 kΩ)
R4 et R5 =10 000 ohms (10 kΩ)
C1 et C3 = 10 microfarads électrolytique (10 µF)
C5 = 100 000 pF céramique (100 nF)

Figure 162 : Schéma électrique du préamplificateur HF avec entrée non-inverseuse, alimenté par une tension unique.

d'amplifier des fréquences ultrasoniques au-delà des 30 kilohertz que notre oreille ne réussirait pas à entendre.

On calcule la capacité en picofarads de ce condensateur avec la formule :

C2 en pF =
159 000 : (R3 kilohm x 30 kHz)

Si, par exemple, la valeur de la résistance R3 était de 120 000 ohms, qui équivalent à 120 kilohms et sachant que la fréquence maximale que l'on doit amplifier ne doit pas dépasser les 30 kHz, on devra choisir pour C2 un condensateur de :

159 000 : (120 x 30) = 44 picofarads

Comme cette valeur n'est pas standard, on pourra utiliser 39 ou 47 picofarads.

En outre, pour éviter que l'opérationnel entre en auto-oscillation ou génère des perturbations, il est indispensable de relier, sur les deux broches d'alimentation, un condensateur de 47 000 pF ou bien de 100 000 pF (voir C3 et C4), et de relier les broches opposées sur la piste de masse la plus proche.

Sur un étage alimenté par une tension double, on retrouve une tension de 0 volt entre la broche de sortie et la masse.

Sur la figure 162, vous pouvez voir le même étage préamplificateur, mais alimenté par une tension unique.

Comme vous pouvez le remarquer, la résistance d'entrée R1 n'est plus reliée à masse, mais à un pont composé de deux résistances de valeur identique (voir R4 et R5 de 10 000 ohms), qui diminue de moitié la valeur de la tension d'alimentation.

Pour maintenir cette tension stable, on devra insérer entre la jonction de R4 et R5 et la masse, un condensateur électrolytique d'une capacité comprise entre 10 et 47 microfarads (voir C3).

Bien que l'opérationnel soit alimenté par une tension unique, en fait, c'est exactement comme s'il était alimenté par une tension double diminuée de moitié.

Si on choisit une tension de 15 volts, c'est exactement comme si cet opérationnel était alimenté par une tension de 7,5 + 7,5 volts, car la masse de référence se réfère aux 7,5 volts qui se trouvent sur la jonction des résistances R4 et R5.

Si on alimente le circuit avec une tension unique et que l'on mesure la tension qui se trouve entre la broche de sortie et la véritable masse du circuit, on retrouvera une tension positive égale à la valeur présente sur le partiteur de résistance R4 et R5, c'est-à-dire 7,5 volts.

Pour éviter que cette tension puisse entrer sur l'entrée de l'étage préamplificateur successif, on devra relier à la sortie de cet étage un condensateur électrolytique (voir C6) qui permettra de laisser passer seulement le signal BF.

Le condensateur électrolytique C4 et la résistance R2, reliés à la broche inverseuse, forment un filtre passe-haut qui empêche l'opérationnel d'amplifier d'éventuelles tensions continues, sans pour autant atténuer les fréquences des super-basses.

On calcule la capacité du condensateur C4 en microfarad en prenant comme référence une fréquence minimale de 20 hertz :

C4 microfarad =
159 : (R2 kilohm x 20 hertz)

Si la résistance R2 était de 12 000 ohms, ce qui équivaut à 12 kilohms, on devra alors utiliser pour C4 un condensateur électrolytique de :

159 : (12 x 20) = 0,66 microfarad

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, on utilise une capacité supérieure, c'est-à-dire 1 microfarad.

Pour connaître la fréquence minimale que l'on peut amplifier sans aucune atténuation, on peut utiliser la formule :

hertz =
159 : (R2 kilohm x C4 microfarad)

Pour notre exemple, on obtiendra :

159 : (12 x 1) = 13,25 hertz

Le gain du schéma de la figure 162 se calcule également avec la formule :

gain = (R3 : R2) + 1

Pour calculer la capacité du condensateur C2 relié en parallèle à la résistance R3, indispensable pour empêcher que l'opération n'amplifie les fréquences ultra-soniques, on utilisera la formule :

C2 en pF =
159 000 : (R3 : kilohm x 30 kHz)

Pour éviter que l'opérationnel n'auto-oscille ou ne génère des perturbations, on devra relier un condensateur céramique ou polyester de 47 000 ou 100 000 pF (voir C5) à côté de la broche positive d'alimentation et de la broche reliée à masse.

Préamplificateur BF utilisant l'entrée inverseuse

Sur la figure 163, on peut observer le schéma d'un étage préamplificateur alimenté par une tension double utilisant l'entrée inverseuse "–".

On calcule le gain de cet étage avec la formule suivante :

gain = R2 : R1

Comme la valeur de R2 n'est pas critique, il suffit en fait de choisir une valeur comprise entre 22 000 ohms et 1 mégohm. On peut calculer la valeur de R1 en fonction du gain que l'on souhaite obtenir, en utilisant cette simple formule :

valeur de R1 = R2 : gain

Si l'on choisit pour R2 une résistance de 82 000 ohms voulant amplifier le signal 12 fois environ, pour R1, on devra utiliser une résistance d'une valeur de :

82000 : 12 = 6 833 ohms

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, on pourra utiliser une résistance de 6 800 ohms.

La capacité du condensateur C2 peut être calculée en utilisant toujours la formule :

C2 en pF =
159 000 : (R2 kilohm x 30 kHz)

Donc, après avoir converti les 82 000 ohms en kilohms, on peut calculer la valeur de C2 :

159 000 : (82 x 30) = 64 picofarads

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, on pourra utiliser 56 ou 68 picofarads.

Pour connaître quelle fréquence maximale on peut amplifier sans aucune atténuation en utilisant un condensateur de 56 pF ou bien de 68 pF, on utilisera cette formule :

kHz =
159 000 : (R2 kilohm x C2 pF)

Avec une capacité de 56 pF, on peut amplifier un signal BF jusqu'à une limite maximale de :

159 000 : (82 x 56) = 34,6 kHz

Avec une capacité de 68 pF, on peut amplifier un signal BF jusqu'à une limite maximale de :

159 000 : (82 x 68) = 28,5 kHz

Si on alimente cet étage avec une tension double entre la broche de sortie et la masse, on retrouve une tension de 0 volt.

Sur la figure 164, vous pouvez observer le même étage préamplificateur, mais alimenté par une tension unique.

Comme vous pouvez le remarquer, la broche d'entrée "+" n'est plus reliée à masse comme sur la figure 163, mais au pont composé de deux résistances de même valeur (voir R3 et R4 de 10 000 ohms) qui nous servent à diminuer de moitié la valeur de la tension d'alimentation.

Pour maintenir cette tension stable, on devra insérer entre la jonction de R4 et R5 et la masse un condensateur électrolytique d'une capacité comprise entre 10 et 47 microfarads (voir C3).

Bien que l'opérationnel soit alimenté par une tension unique, en fait c'est comme s'il était alimenté par une tension double diminuée de moitié.

Si on alimente le circuit avec une tension unique, on retrouvera une tension positive entre la broche de sortie et la masse, égale à la valeur qui se trouve sur le partiteur de résistance R3 et R4, c'est-à-dire 7,5 volts.

Pour éviter que cette tension puisse entrer sur l'entrée de l'étage suivant, on devra appliquer sur la sortie un condensateur électrolytique (voir C5) qui permettra de laisser passer seulement le signal de BF et pas la tension continue.

On calcule le gain de ce schéma également avec la formule :

gain = R2 : R1

On calcule la capacité du condensateur C2, relié en parallèle à la résistance R2, avec la même formule que celle utilisée pour la tension double :

C2 en pF =
159 000 : (R2 kilohm x 30 kHz)

Mélangeur de signaux BF

On utilise un étage mélangeur quand se présente la nécessité de devoir mélanger deux ou plusieurs signaux BF provenant de sources différentes. Par exemple, le signal prélevé sur un microphone avec celui d'un tourne-disque, d'une radiocassette, etc.

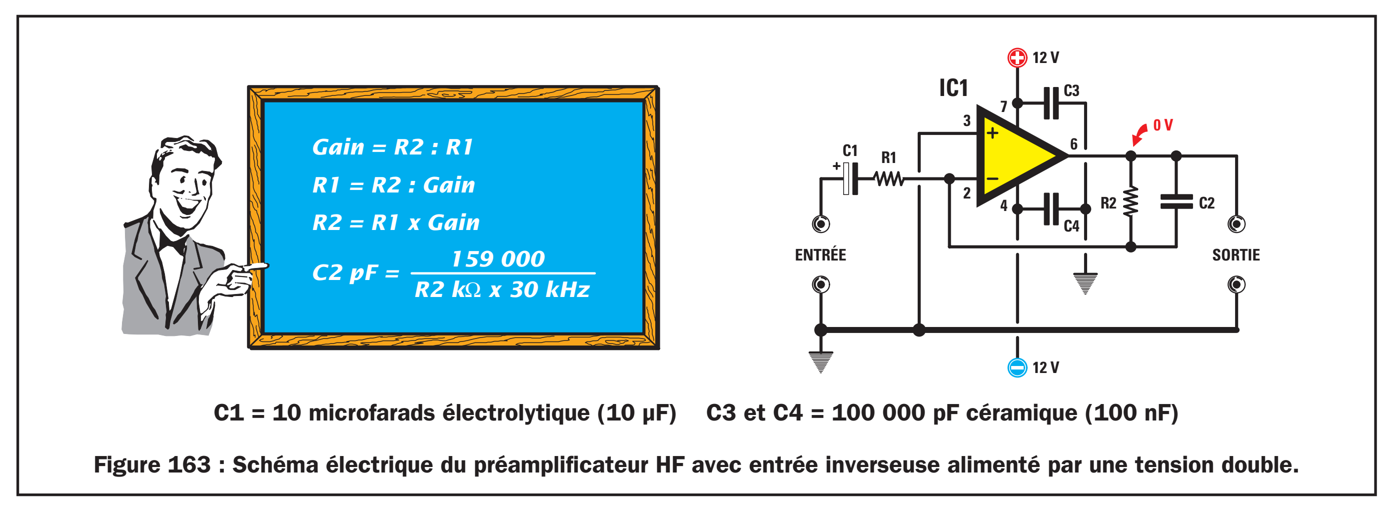
Sur la figure 165, on peut voir le schéma d'un étage mélangeur alimenté par une tension double utilisant l'entrée inverseuse "–".

Pour déterminer le gain, on utilise la formule :

gain = R2 : R1

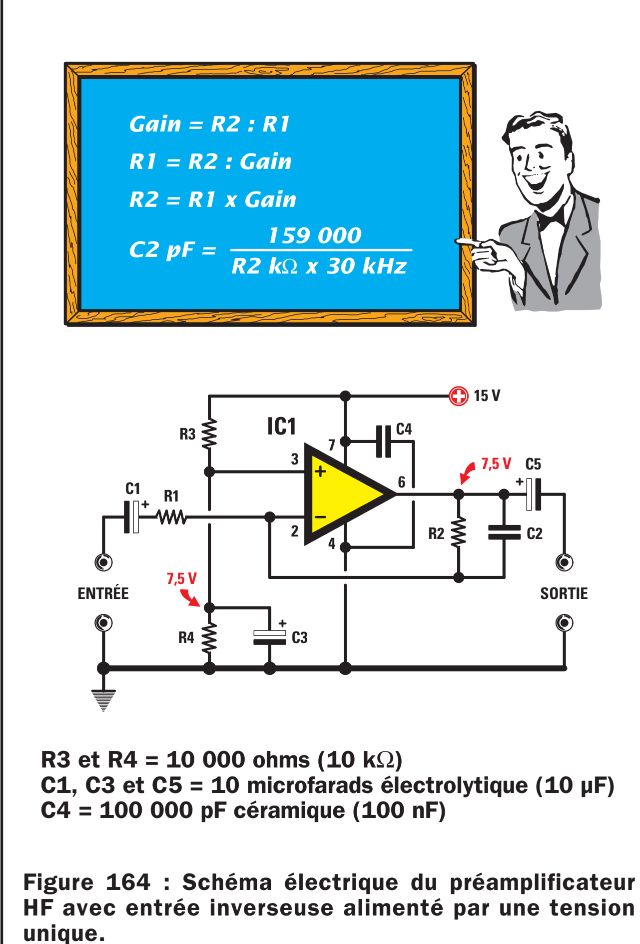
La valeur de la résistance R1 doit être au moins 10 fois supérieure à celle des potentiomètres R3. C'est pour cela que si ceux-ci ont une valeur de 1 000 ohms, on pourra choisir pour R1 des valeurs égales ou supérieures à 10 000 ohms.

Une fois la valeur de R1 choisie, on peut calculer la valeur de la résistance



C1 = 10 microfarads électrolytique (10 µF) C3 et C4 = 100 000 pF céramique (100 nF)

Figure 163 : Schéma électrique du préamplificateur HF avec entrée inverseuse alimenté par une tension double.



R3 et R4 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C1, C3 et C5 = 10 microfarads électrolytique (10 µF)
C4 = 100 000 pF céramique (100 nF)

Figure 164 : Schéma électrique du préamplificateur HF avec entrée inverseuse alimenté par une tension unique.

R3 = 10 000 ohms pot. log. (10 kΩ)
C1 = 10 microfarads électrolytiques (10 µF)
C3 et C4 = 100 000 pF céramique (100 nF)

Figure 165 : Schéma électrique d'un mélangeur (mixer) HF alimenté par une tension double. Dans ce circuit, les broches "+" des condensateurs C1 doivent être dirigées vers les potentiomètres R3.

R2 en fonction du gain en utilisant cette simple formule :

valeur de R2 = R1 x gain

Donc, si l'on a choisi pour les trois R1 une valeur de 22 000 ohms et que l'on souhaite que notre mixer ait un gain de 4 fois environ, on devra utiliser pour R2 une résistance de :

2 000 x 4 = 88 000 ohms

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, on pourra tranquillement utiliser 82 000 ohms car le gain ne changera pas beaucoup :

82000 : 22 000 = 3,72 fois

Les potentiomètres R3, reliés aux entrées, nous serviront pour doser l'amplitude des signaux appliqués sur les entrées, dans le cas où l'on voudrait amplifier davantage le signal du micro par rapport à celui du tourne-disque ou vice-versa.

Il est également conseillé, pour les mixer, de relier en parallèle un petit condensateur (voir C2) à la résistance R2, pour limiter la bande passante afin d'éviter d'amplifier des fréquences ultrasoniques que l'oreille humaine ne pourra pas percevoir.

On connaît déjà la formule qui sert à calculer la capacité de C2 en picofarads, c'est-à-dire :

C2 en pF =
159 000 : (R2 kilohm x 30 kHz)

Donc, avec une R2 de 100 000 ohms, qui équivalent à 100 kilohms, la valeur de C2 sera de :

159 000 : (100 x 30) =
53 picofarads

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, on pourra utiliser 56 ou bien 47 picofarads.

Si l'on alimente cet étage avec une tension double et en l'absence de signal, on retrouve entre la broche de sortie et la masse, une tension de 0 volt.

Sur la figure 166, vous pouvez observer le schéma électrique d'un mixer alimenté par une tension unique.

Comme vous pouvez le remarquer, la broche non-inverseuse "+" n'est pas reliée à masse comme sur la figure 165, mais au partiteur de résistance composé de deux résistances de valeur identique (voir R4 et R5 de 10 000 ohms).

Bien que l'opérationnel soit alimenté par une tension unique de 15 volts, en fait, c'est comme s'il était alimenté par une tension double de 7,5 + 7,5 volts, car la masse de référence se trouve sur la jonction des deux résistances R4 et R5, c'est-à-dire 7,5 volts.

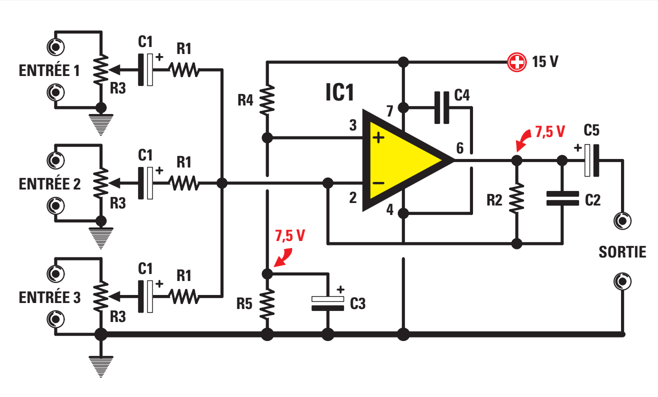
Pour éviter que cette tension puisse entrer sur l'entrée de l'étage, il est indispensable d'insérer sur la sortie un condensateur électrolytique (voir C5) qui permettra de laisser passer seulement le signal de BF et pas la tension continue.

On calcule également le gain de ce schéma avec la formule :

gain = R2 : R1

Amplificateur différentiel

L'amplificateur différentiel est utilisé lorsqu'on a besoin de connaître la différence qui existe entre les deux tensions que l'on applique sur les deux entrées.



Gain = R2 : R1

R1 = R2 : Gain

R2 = R1 x Gain

$$C2\ pF = \frac{159\,000}{R2\ k\Omega \times 30\ kHz}$$

R3 = 10 000 ohms pot. log. (10 kΩ)
R4 et R5 = 10 000 ohms (10 kΩ)

C1, C3 et C5 = 10 microfarads électrolytiques (10 µF)
C4 = 100 000 pF céramique ou polyester (100 nF)

Figure 166 : Schéma électrique d'un mixer HF alimenté par une tension unique. Dans ce circuit, les broches "+" des condensateurs C1 doivent être dirigées vers les résistances R1.

Pour citer un exemple, si l'on applique deux tensions identiques sur les entrées "+" et "–" de l'opérationnel, peu importe leur valeur, on retrouvera en sortie une tension de 0 volt.

Donc, si on relie un voltmètre avec 0 central sur la sortie de l'opérationnel et que l'on applique ensuite sur les deux entrées "+" et "–", 2, 5, 9 ou 12 volts, on remarquera que l'aiguille de l'instrument de mesure reste toujours immobile sur le centre de l'échelle (voir figure 167).

Si l'une de ces deux tensions devait devenir plus ou moins positive par rapport à l'autre, l'aiguille dévierait vers la gauche ou vers la droite.

Par exemple, si une tension positive de 5,0 volts atteint l'entrée non-inverseuse et une tension positive de 4,9 volts sur l'entrée inverseuse, l'entrée non-inverseuse sera plus positive que celle de l'entrée inverseuse opposée de :

5,0 – 4,9 = 0,1 volt

Dans ces conditions, l'aiguille de l'instrument de mesure déviera vers la droite (voir figure 168), car on retrouvera en sortie une tension positive égale à la différence existant entre les deux tensions multipliée par le gain de l'étage.

Si la résistance R2 était de 100 000 ohms et la résistance R1 de 10 000 ohms, on obtiendrait un gain de :

gain = R2 : R1

100 000 : 10 000 = 10 fois

Dans ce cas, l'instrument de mesure nous indiquera une valeur de tension positive de :

(5,0 – 4,9) x 10 = 1 volt

Si une tension positive de 5,0 volts atteignait l'entrée non-inverseuse ainsi qu'une tension positive de 5,2 volts sur l'entrée inverseuse, cette dernière entrée serait plus positive que l'entrée inverseuse opposée de :

5,0 – 5,2 = 0,2 volt

Dans ces conditions, l'aiguille de l'instrument dévierait vers la gauche (voir figure 169), car on retrouverait en sortie une tension négative égale à la différence existant entre les deux tensions multipliée par le gain. En d'autres termes, on obtiendrait une tension négative :

(5,2 – 5,0) x 10 = 2 volts négatifs

Dans l'industrie, les amplificateurs différentiels sont généralement utilisés pour connaître la différence entre deux températures, en appliquant deux résistances CTN (résistances à Coefficient de Température Négatif) sur les entrées, ou bien la différence entre deux sources lumineuses, en appliquant deux photorésistances sur les entrées.

Dans un circuit différentiel, il est très important que la valeur des deux résistances R1 et également des deux résistances R2 soit identique, car une toute petite tolérance suffit à faire dévier l'aiguille de l'instrument vers la droite ou vers la gauche.

Pour contrôler si les résistances ont la même valeur, on peut relier entre elles les deux entrées, puis leur appliquer n'importe quelle tension prélevée sur une pile. Si les résistances sont de même valeur, l'aiguille restera immobile sur le 0.

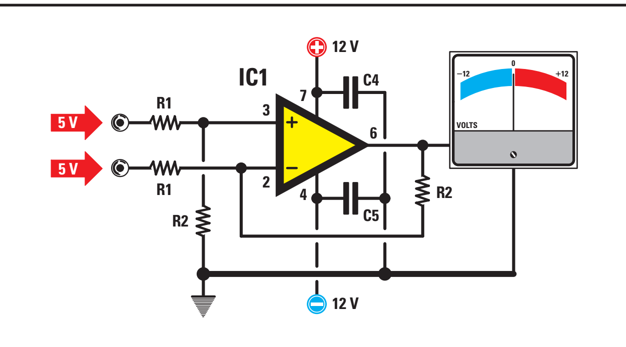


Figure 167 : Si on applique sur les deux entrées d'un différentiel deux tensions identiques, de n'importe quelle valeur, on retrouvera toujours une tension de 0 volt en sortie.

Sur les broches d'alimentation, on devra toujours relier deux condensateurs céramiques ou polyester de 100 000 pF (100 nF) (voir C4 et C5).

Comparateurs de tensions

Les comparateurs de tensions sont généralement utilisés pour obtenir, en sortie, une condition logique 0 lorsque la tension appliquée sur l'entrée inverseuse est supérieure à celle de l'entrée non-inverseuse, et une condition logique 1 lorsque la tension qui se trouve sur l'entrée inverseuse est inférieure à celle appliquée sur l'entrée non-inverseuse.

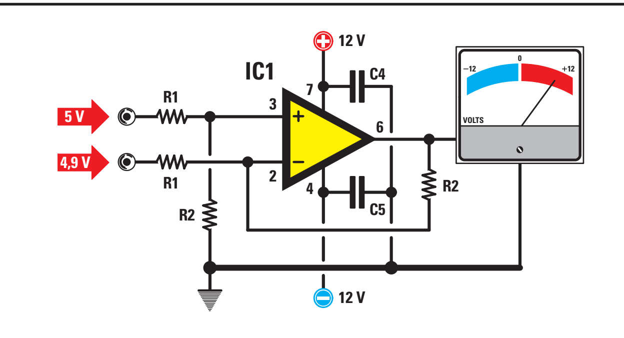


Figure 168 : Si une tension positive inférieure à celle qui est présente sur l'entrée non-inverseuse se trouve sur l'entrée inverseuse, on aura une tension positive par rapport à la masse sur la broche de sortie.

Gain = R2 : R1

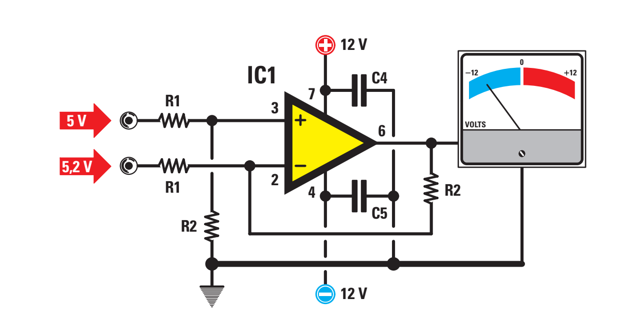


Figure 169 : Si une tension positive supérieure à celle qui est présente sur l'entrée non-inverseuse se trouve sur l'entrée inverseuse, on aura une tension négative par rapport à la masse sur la broche de sortie.

Gain = R2 : R1

Vous devez toutefois tenir compte du fait qu'en utilisant des opérationnels type TL082, µA741 ou d'autres, équivalents, le niveau logique 0 correspond à une tension positive qui tourne autour de 1 et 1,5 volt.

C'est seulement si l'on utilise des opérationnels type LM358, LM324, CA3130, TS27M2CN que le niveau logique 0 correspond à une tension de 0 volt.

Vous trouverez sur les figures 170 et 171, les schémas d'un comparateur pour tensions continues.

Si l'on règle le trimmer R1 de façon à appliquer sur l'entrée non-inverseuse une tension positive de 4 volts et sur l'entrée inverseuse une tension positive supérieure, par exemple de 4,5 volts, on retrouvera alors sur la sortie de l'opérationnel un niveau logique 0 (voir figure 170).

Si l'on applique une tension positive inférieure sur l'entrée inverseuse, par exemple de 3,5 volts, on obtiendra alors immédiatement sur la sortie de l'opérationnel un niveau logique 1 (voir figure 171).

Si l'on voulait obtenir une condition logique opposée, on pourrait utiliser le schéma de la figure 172.

Comparateurs à fenêtre

Si l'on utilise deux amplificateurs opérationnels alimentés par une tension unique, on peut réaliser des comparateurs à fenêtre qui nous permettent de choisir les valeurs de seuil minimal ou maximal avec lesquelles on souhaite que l'opérationnel interagisse.

En bref, tant que la tension appliquée sur l'entrée reste comprise entre la valeur de seuil minimal et celle de seuil maximal, on retrouve sur la broche de sortie un niveau logique 0 (voir figure 173).

Dès que l'on descendra en dessous du seuil minimal ou dès que l'on dépassera le seuil maximal, on retrouvera sur la broche de sortie un niveau logique 1.

Pour calculer la valeur en volt du seuil minimal et du seuil maximal, il est toujours conseillé d'utiliser ces deux formules :

volt min =
[R3 : (R1 + R2 + 3)] x Vcc
volt max =
[(R2 + R3) : (R1 + R2 + 3)] x Vcc

Ces formules peuvent être utilisées seulement si l'on connaît déjà les valeurs de R1, R2 et R3.

Pour un débutant, il est préférable de calculer la valeur de ces trois résistances en choisissant la valeur en volts du seuil maximal et du seuil minimal.

Pour connaître la valeur des trois résistances exprimée en kilohm, on utilise les formules suivantes :

R1 en kilohm =
(Vcc – volt seuil max) : 0,15

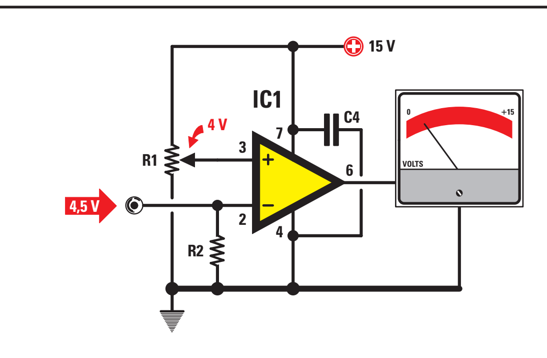


Figure 170 : Si une tension positive supérieure à celle qui se trouve sur l'entrée non-inverseuse, est présente sur l'entrée inverseuse, on retrouvera une tension de 0 volt sur la broche de sortie.

R1 = 10 000 ohms trimmer (10 kΩ)
R2 = 10 000 ohms (10 kΩ)

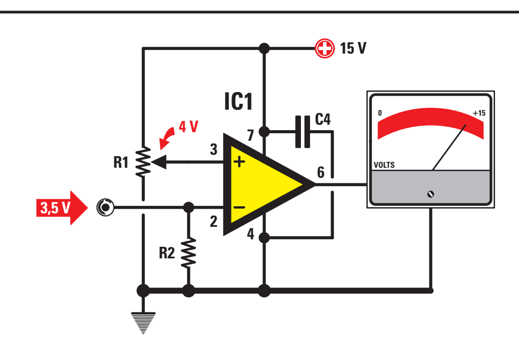


Figure 171 : Si une tension positive inférieure à celle qui se trouve sur l'entrée non-inverseuse, est présente sur l'entrée inverseuse, on retrouvera une tension positive sur la broche de sortie.

R1 = 10 000 ohms trimmer (10 kΩ)
R2 = 10 000 ohms (10 kΩ)

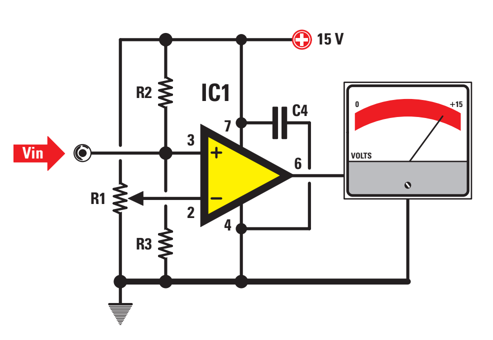


Figure 172 : Si l'on veut obtenir une condition logique opposée à celle reportée dans les figures 170 et 171, il suffit de relier la broche inverseuse sur le trimmer R1 et entrer avec la tension sur l'entrée non-inverseuse. Pour les résistances R2 et R3, on pourra utiliser une valeur de 10 000 ohms (10 kΩ).

Solution = Il faut commencer par calculer la valeur de la résistance R1, en partant de la valeur du seuil maximal fixé à 6 volts :

(12 – 6) : 0,15 =
40 kilohms

Il faut ensuite calculer la valeur de la résistance R3, puisqu'on connaît la valeur du seuil minimal, fixée à 4 volts :

Et étant donné que ces valeurs ne sont pas des valeurs standard, on utilisera :

R1 = 39 kilohms qui équivalent
à 39 000 ohms
R2 = 12 kilohms qui équivalent
à 12 000 ohms
R3 = 27 kilohms qui équivalent
à 27 000 ohms

Puisque l'on connaît la valeur de ces trois résistances, on peut contrôler la valeur en volts du seuil minimal grâce à la formule :

volt min =
[R3 : (R1 + R2 + R3)] x Vcc
[27 : (39 + 12 + 27)] x 12 =
4,15 volts seuil minimal

R3 en kilohm =
volt seuil min : 0,15
R2 en kilohm =
(volt max – volt min) : 0,15

Vcc = volt de la tension d'alimentation
0,15 = courant en milliampères à faire parcourir sur les trois résistances reliées en série.

Exemple de calcul = On souhaite réaliser un comparateur à fenêtre alimenté par une tension Vcc de 12 volts qui commute la sortie au niveau logique 0 lorsque, sur l'entrée, la tension dépasse 4 volts et au niveau logique 1, lorsque, sur l'entrée, la tension dépasse les 6 volts.

4 : 0,15 = 26,66 kilohms

Il faut alors calculer la valeur de la résistance R2, puisqu'on connaît la valeur du seuil minimal ainsi que celle du seuil maximal :

(6 – 4) : 0,15 = 13,33 kilohms

En théorie, on devra utiliser ces trois valeurs :

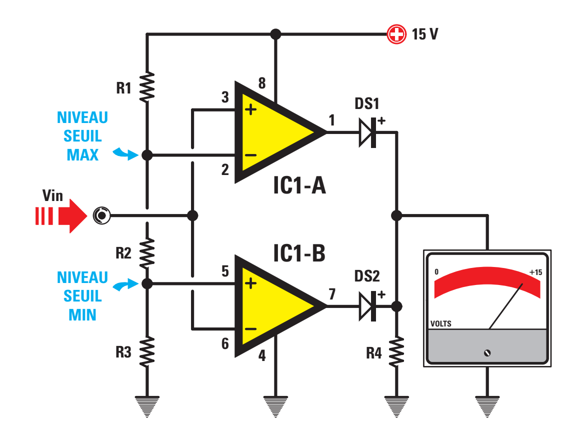
R1 = 40 kilohms qui équivalent
à 40 000 ohms
R2 = 13,33 kilohms qui équivalent
à 13 330 ohms
R3 = 26,66 kilohms qui équivalent
à 26 660 ohms

On peut ensuite contrôler la valeur en volts du seuil maximal grâce à la formule :

volt max =
[(R2 + R3) : (R1 + R2 + R3)] x Vcc
[(12 + 27) : (39 + 12 + 27)] x 12 =
6 volts seuil maximal

Comme vous pouvez le remarquer, si l'on utilise ces valeurs standard, seul le niveau du seuil minimal change et, des 4 volts requis monte à seulement 4,15 volts.

Ce comparateur peut être alimenté par une tension double ou bien une tension unique.



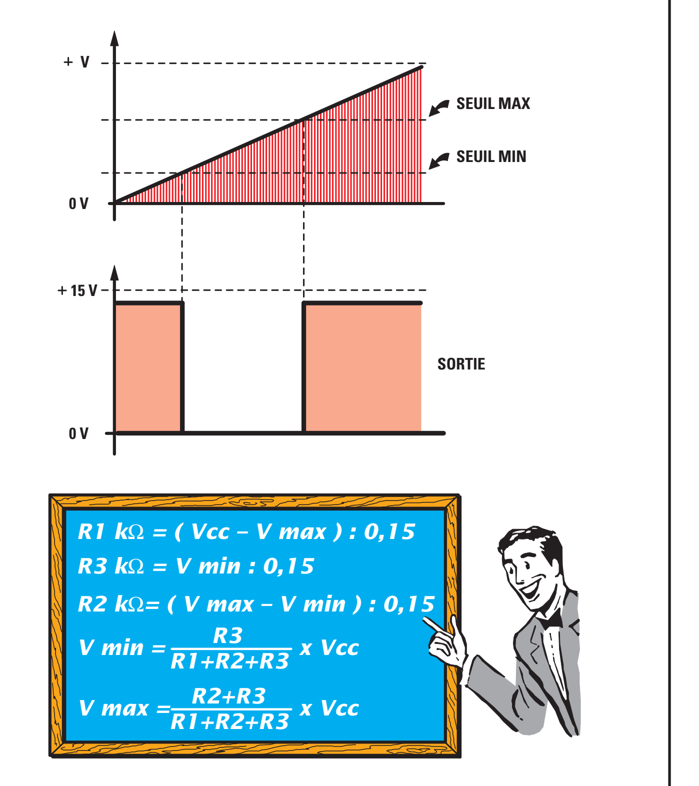
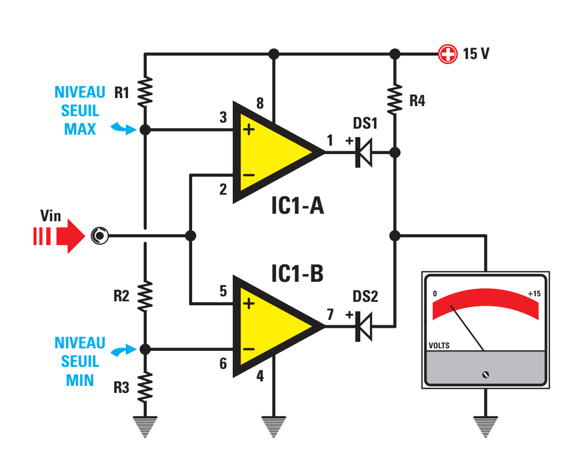


Figure 173 : Les comparateurs à fenêtre sont utilisés pour maintenir la broche de sortie au niveau logique 0 (niveau bas) tant que la tension appliquée sur l'entrée reste entre le niveau de seuil minimal et maximal. Si on descend en dessous de la valeur de seuil minimale autorisée ou si l'on monte au-dessus de la valeur maximale de seuil, la sortie se portera au niveau logique 1 (niveau haut).

DS1 et DS2 = diodes au silicium
R4 = résistance de 10 kilohms

Note : les valeurs de R1, R2 et R3 sont en kilohms.



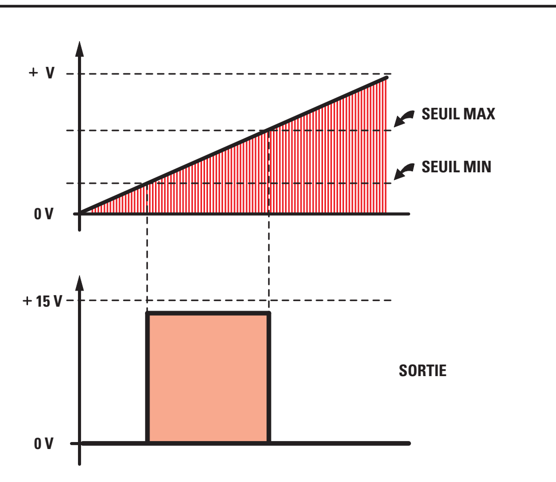


Figure 174 : Si l'on veut maintenir la broche de sortie au niveau logique 1, tant que la tension appliquée sur l'entrée reste entre le niveau de seuil minimal et maximal, puis la faire commuter au niveau logique 0 lorsque cette tension descend en dessous du seuil minimal ou monte au-dessus du seuil maximal, on devra inverser la polarité des diodes DS1 et DS2 et relier au positif d'alimentation la résistance R4 de 10 kilohms.

Variante du comparateur à fenêtre

Si, contrairement à ce qui apparaît sur la figure 173, on dirige la cathode des deux diodes DS1 et DS2 vers la sortie des deux opérationnels, puis que l'on relie la résistance R4 au positif d'alimentation et pour finir, la résistance R1 à la broche non-inverseuse de IC1-A et la résistance R3 à la broche inverseuse de IC1-B (voir figure 174), on obtient les conditions inverses.

Donc, tant que la tension que l'on applique sur l'entrée reste dans les limites des valeurs de seuil minimal et de seuil maximal, on retrouvera un niveau logique 1 sur la broche de sortie.

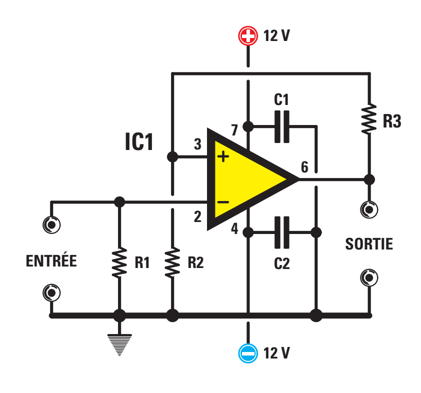
Trigger de schmitt alimenté par une tension double

Le trigger de Schmitt (voir figure 175) est un type de comparateur de tension spécial qui modifie de façon automatique son niveau de seuil.

Lorsque la tension qui se trouve sur l'entrée inverseuse dépasse ce niveau de seuil, la broche de sortie du trigger commute sur la valeur négative d'alimentation et la résistance R3 diminue automatiquement la valeur du seuil.

Lorsque la tension qui se trouve sur l'entrée inverseuse dépasse ce niveau de seuil, la broche de sortie du trigger commute sur la valeur positive d'alimentation maximale et la résistance R3 augmente automatiquement la valeur du seuil.

Cette différence entre les deux valeurs de seuil, appelée "hystérésis", nous permet d'éliminer d'éventuelles perturbations ou d'éventuels bruits qui pour-



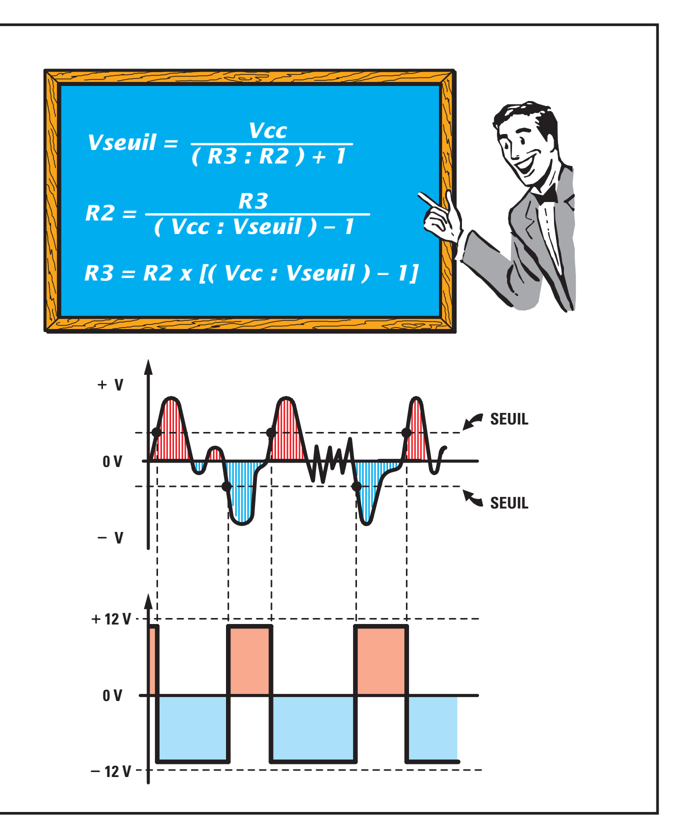
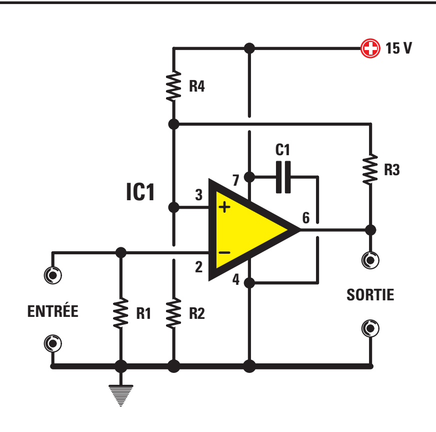


Figure 175 : Les triggers de Schmitt sont des comparateurs qui modifient de façon automatique leur niveau de seuil afin d'éviter que leur sortie ne commute en présence de perturbations.

Si on alimente le trigger à l'aide d'une tension double, la sortie se commute sur la valeur négative maximale lorsque le signal dépasse, sur l'entrée, le niveau de seuil et se commute sur la valeur positive maximale lorsque, sur l'entrée, le signal descend en dessous du niveau de seuil.

R1 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C1 et C2 = 100 000 pF céramique ou polyester (100 nF)



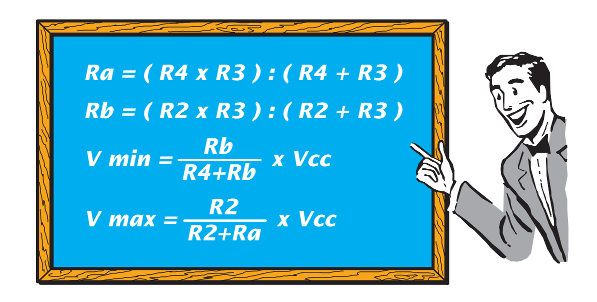


Figure 176 : Si on alimente le trigger de Schmitt à l'aide d'une tension unique, on devra ajouter le calcul de la résistance R4 aux autres résistances. Pour calculer la valeur de seuil maximal et minimal, on devra tout d'abord déterminer la valeur de la somme des résistances R2, R3 et R4, comme cela apparaît dans les formules du tableau. La valeur de la résistance R1 est toujours de 10 000 ohms (10 kΩ) et celle du condensateur C1 toujours de 100 000 pF (100 nF).

raient, en se superposant à la tension appliquée sur son entrée, faire commuter la sortie (voir figure 175 à droite).

En effet, dans le cas des comparateurs ordinaires, la moindre perturbation proche de la valeur du seuil suffit à faire commuter la sortie sur le niveau logique 0 ou 1.

Si l'on utilise un comparateur à trigger de Schmitt, on ne connaît plus cet inconvénient car sa sortie commute sur le niveau logique 1 ou 0 seulement lorsque ces deux niveaux de seuil sont dépassés, comme vous pouvez le constater en observant la figure 175.

Pour calculer la valeur des volts de seuil, on peut utiliser la formule :

volt de seuil = Vcc : [(R3 : R2) + 1]

Note : Le sigle "Vcc" indique les volts d'alimentation de l'opérationnel. Donc, n'oubliez pas que si le circuit est alimenté avec une tension double, on ne devra prendre comme valeur Vcc, que la valeur d'une seule branche.

Exemple de calcul = Si l'opérationnel est alimenté par une tension double de 12 + 12 volts utilisant ces valeurs de résistance :

R2 = 10 000 ohms, qui équivalent à 10 kilohms
R3 = 82 000 ohms, qui équivalent à 82 kilohms

on veut donc connaître la valeur du niveau de seuil positif ou négatif.

Solution = Si l'on insère dans la formule les valeurs que l'on connaît déjà, on obtient :

12 : [(82 000 : 10 000) + 1]
= 1,3 volt

Sur la sortie de ce trigger de Schmitt, on retrouve alors un niveau logique 1 (11 volts positifs environ) lorsque le signal appliqué sur l'entrée inverseuse descend en dessous de 1,3 volt négatif et l'on retrouve un niveau logique 0 (11 volts négatifs environ) lorsque le signal appliqué sur l'entrée inverseuse dépasse 1,3 volt positif.

Si l'on insère les valeurs des résistances R2 et R3, exprimées en kilohms dans la formule, on obtiendra toujours le même résultat :

12 : [(82 : 10) + 1] = 1,3 volt

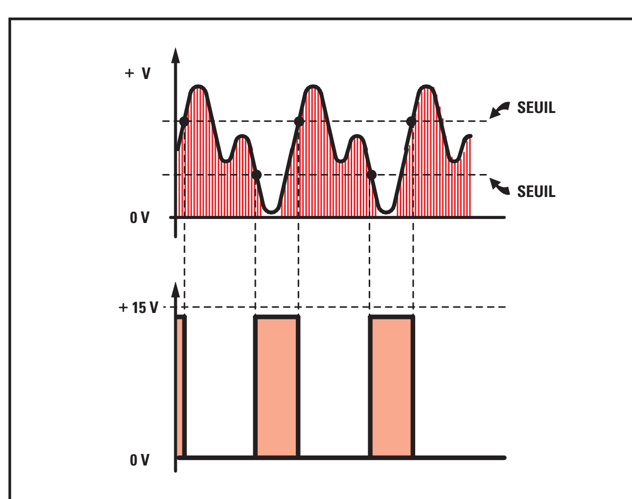


Figure 177 : Si on alimente un trigger de Schmitt à l'aide d'une tension unique, la sortie restera au niveau logique 0 tant que la tension appliquée sur l'entrée restera comprise entre la valeur de seuil maximal et minimal. Lorsque le signal descend en dessous du seuil minimal, la sortie se porte au niveau logique 1 et retourne au niveau logique 0 seulement lorsque le signal sur l'entrée dépasse le niveau du seuil maximal.

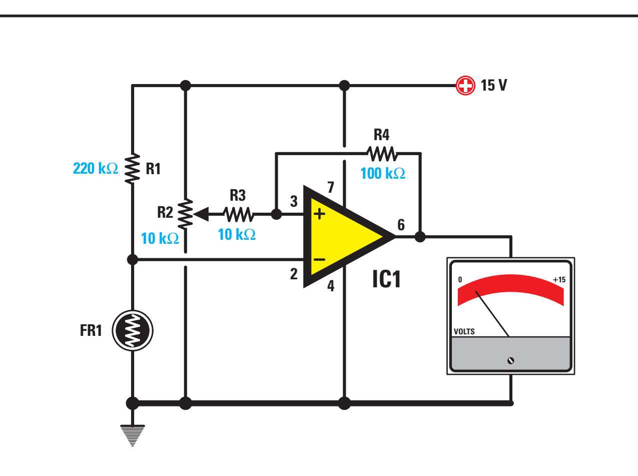


Figure 178 : Pour obtenir un trigger de Schmitt avec seuil réglable, il suffit d'appliquer une photorésistance (voir FR1) ou une résistance CTN sur l'entrée inverseuse, puis de faire varier la tension sur l'entrée non-inverseuse par l'intermédiaire du trimmer R2.

Pour augmenter la valeur du niveau de seuil, on peut augmenter la valeur de la résistance R2 ou réduire la valeur de la résistance R3.

Trigger de Schmitt alimenté par une tension unique

Si l'on alimente le trigger de Schmitt avec une tension unique, on devra seulement ajouter une résistance (voir R4, figure 176).

Si l'on alimente le circuit avec une tension unique, on obtiendra ces deux conditions:

- lorsque, sur l'entrée, la tension monte au-dessus du niveau du seuil, on retrouve en sortie un niveau logique 0 (voir figure 177).
- lorsque, sur l'entrée, la tension descend en dessous du niveau du seuil, on retrouve en sortie un niveau logique 1.

Pour calculer les valeurs de seuil d'un trigger de Schmitt alimenté par une tension unique, on devra tout d'abord effectuer deux opérations pour déterminer les valeurs que l'on appelle Ra et Rb:

Ra = (R4 x R3) : (R4 + R3)

Rb = (R2 x R3) : (R2 + R3)

Puis, en utilisant les formules ci-dessous, on pourra trouver les volts du seuil minimal et maximal:

seuil minimal =
[Rb : (R4 + Rb)] x Vcc

seuil maximal =
[R2 : (R2 + Ra)] x Vcc

Exemple de calcul = Si l'on a un trigger de Schmitt alimenté à l'aide d'une tension unique de 15 Volts Vcc utilisant les valeurs suivantes:

R2 = 12 000 ohms équivalent
à 12 kilohms
R3 = 470 000 ohms équivalent
à 470 kilohms
R4 = 56 000 ohms équivalent
à 56 kilohms

On voudra donc connaître la valeur des volts du seuil maximal et du seuil minimal.

Note : pour simplifier nos calculs, on utilisera toutes les valeurs des résistances exprimées en kilohms.

Solution = On commence par trouver les valeurs de Ra et Rb en utilisant les formules:

Ra = (R4 x R3) : (R4 + R3)
(56 x 470) : (56 + 470) =
50 kilohms Ra

Rb = (R2 x R3) : (R2 + R3)
(12 x 470) : (12 + 470) =
11,7 kilohms Rb

On peut alors calculer la valeur de seuil minimal, en utilisant la formule:

seuil minimal =
[Rb : (R4 + Rb)] x Vcc
[11,7 : (56 + 11,7)] x Vcc =
2,59 volts mini

On calcule ensuite la valeur de seuil maximal, en utilisant la formule suivante:

seuil maximal =
[Rb : (R2 + Ra)] x Vcc
[12 : (12 + 50)] x Vcc =
2,9 volts maxi

On sait à présent que l'on retrouve sur la broche de sortie un niveau logique 1 lorsque la tension sur l'entrée inverseuse descend en dessous des 2,59 volts positifs et un niveau logique 0, lorsque la tension dépasse les 2,9 volts.

On conseille d'utiliser pour la R3 des valeurs très élevées, comme par exemple 470, 560, 680 ou 820 kilohms. Si on utilise une valeur de 470 kilohms pour R3, on obtiendra une hystérésis très large, tandis que si l'on utilise une valeur de 820 kilohms, on obtiendra une hystérésis très étroite.

Trigger de Schmitt avec seuil réglable

Le trigger de Schmitt de la figure 178, nous permet de faire varier manuellement son niveau de seuil de façon à activer ou à désactiver un relais sur une valeur de température bien précise, si l'on utilise comme sonde une résistance CTN, ou bien sur une intensité de lumière déterminée, si l'on utilise comme sonde une photorésistance.

Pour réaliser un thermostat, on utilisera une résistance CTN, tandis que l'on utilisera la photorésistance pour réaliser un interrupteur crépusculaire.

Note : Dans le dernier volet de cette leçon, une "Mise en pratique" vous sera proposée, avec la réalisation d'un tel interrupteur crépusculaire.

A suivre ◆◆◆

NOTES

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les amplificateurs opérationnels
Schémathèque commentée
(2)

Dans la première partie de cette leçon, nous avons revu la théorie des amplificateurs opérationnels et nous avons commencé la description des applications possibles. Nous continuons et terminerons dans cette seconde partie. Une fois réalisée la "Mise en application" que nous vous proposerons dans le dernier volet de cette leçon, vous saurez tout, tout, tout, sur… l'ampli op !

Générateur de courant constant alimenté par une tension double

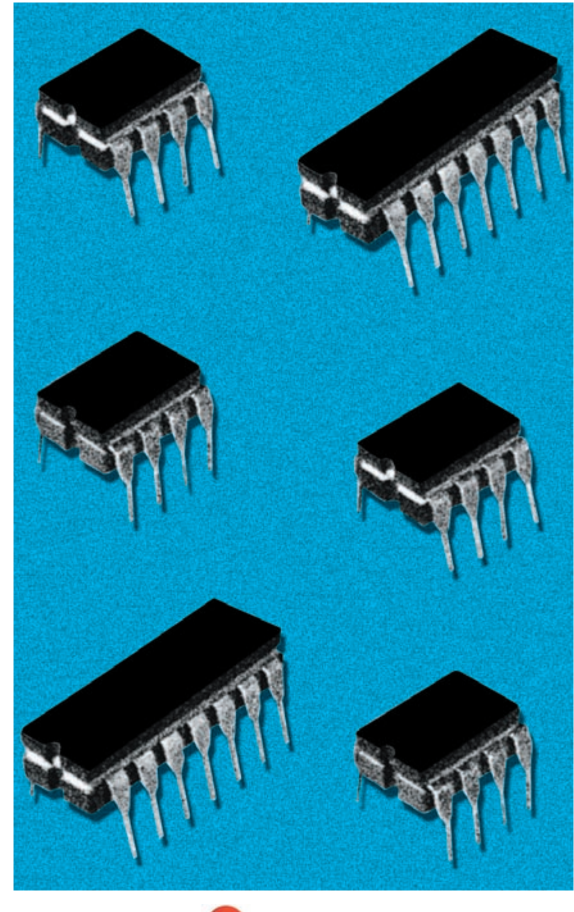
Les générateurs de courant sont utilisés afin d'obtenir un courant stabilisé pouvant servir à recharger des accumulateurs au cadmium-nickel ou bien pour obtenir, sur les broches d'une résistance de charge (voir R5 sur la figure 179), une tension précise pouvant servir à réaliser des ohmmètres.

Si l'on règle un générateur de courant constant de façon à ce qu'il débite un courant constant de 0,05 ampère, quelle que soit la valeur ohmique que l'on appliquera sur sa sortie, il sera toujours parcouru par un courant stable de 0,05 ampère (voir R5).

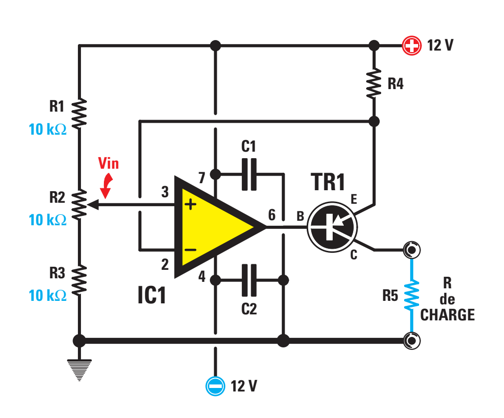
Ce circuit n'a qu'une limitation, c'est-à-dire que l'on ne pourra pas relier sur sa sortie une valeur ohmique qui dépasse cette valeur :

valeur maximale de R5 ohm = Vcc : ampère

Donc, si on alimente le circuit à l'aide d'une tension de 12 volts (valeur Vcc),







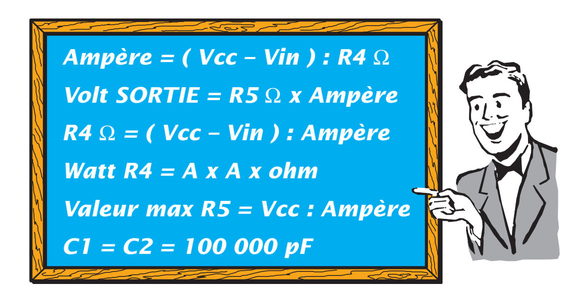


Figure 179 : Les générateurs de courant constant sont utilisés pour recharger les accumulateurs au cadmium-nickel, pour réaliser des voltmètres ou autres instruments de mesure. Le transistor de puissance PNP, relié sur la sortie de l'opérationnel, doit être fixé sur un radiateur de refroidissement. En faisant varier la tension "Vin" par l'intermédiaire du trimmer R2, on obtiendra un courant constant proportionnel à la valeur de la résistance R4 reliée sur l'émetteur de TR1.

on ne pourra pas relier des charges qui aient une résistance supérieure à :

12 : 0,05 = 240 ohms

Si le courant reste stable et si la valeur ohmique de la résistance de charge change, la valeur de la tension varie alors sur ses broches, comme nous le confirme la loi d'Ohm.

volt = R5 ohm x ampère

Donc, si l'on choisit quatre résistances d'une valeur de 1,2, 4,7, 100 ou 220 ohms dans lesquelles on fait passer un courant de 0,05 ampère, on relèvera à leurs bornes ces différentes valeurs de tension :

1,2 x 0,05 = 0,06 volt
4,7 x 0,05 = 0,23 volt
100 x 0,05 = 5 volts
220 x 0,05 = 11 volts

Le schéma d'un générateur de courant constant est toujours composé, comme nous pouvons le voir sur la figure 179, d'un opérationnel et d'un transistor PNP.

Comme vous pouvez le constater, l'entrée non-inverseuse est reliée au curseur du potentiomètre R2, qui nous servira à déterminer la valeur de courant que nous voulons voir apparaître sur la sortie du transistor.

La formule qui sert à trouver la valeur de courant exprimé en ampère est la suivante :

ampère = (Vcc – Vin) : R4 en ohm

Vcc = volt d'alimentation seulement de la broche positive.

Donc, si l'on a une alimentation double de 15 + 15 volts, pour le calcul, on considérera 15 volts.

Vin = volts présents sur le curseur de R2.

Si on alimente le circuit à l'aide d'une tension de 15 + 15 volts et qu'on règle le potentiomètre R2 de façon à appliquer sur l'entrée non-inverseuse une tension de 10 volts, tout ceci, après avoir inséré sur l'émetteur du transistor une résistance de 47 ohms (voir R4), on aura un courant constant de :

(15 – 10) : 47 =
0,1 ampère équivalent à 100 mA.

Si on règle le potentiomètre R2 de façon à appliquer sur l'entrée non-inverseuse une tension de 4,8 volts, on obtiendra un courant constant de :

(15 – 4,8) : 47 =
0,217 ampère équivalent à 217 mA.

Si on remplace la résistance R4 de 47 ohms par une de 220 ohms et qu'on applique sur l'entrée non-inverseuse une tension de 10 puis de 4,8 volts, on obtiendra les courants constants suivants :

(15 – 10) : 220 =
0,027 ampère équivalent à 27 mA.
(15 – 4,8) : 220 =
0,046 ampère équivalent à 46 mA.

Une autre formule, très utile aux débutants, est celle qui permet de déterminer la valeur R4 en connaissant la valeur de la tension Vin prélevée sur le curseur du potentiomètre R2 :

R4 en ohm = (Vcc – Vin) : ampère

Si l'on veut obtenir un courant de 0,5 ampère en appliquant sur l'entrée non-inverseuse une tension Vin de 6 volts et si l'on veut utiliser une tension d'alimentation Vcc de 15 + 15 volts, la valeur à utiliser pour la résistance R4 devra être de :

(15 – 6) : 0,5 = 18 ohms

Pour connaître la puissance en watt de la résistance R4 reliée au transistor, on peut utiliser la formule :

watt de R4 =
(ampère x ampère) x ohm

Pour en revenir à l'exemple que nous venons de citer, on devra utiliser une résistance bobinée dont la puissance ne devra pas être inférieure à :

(0,5 x 0,5) x 18 = 4,5 watts

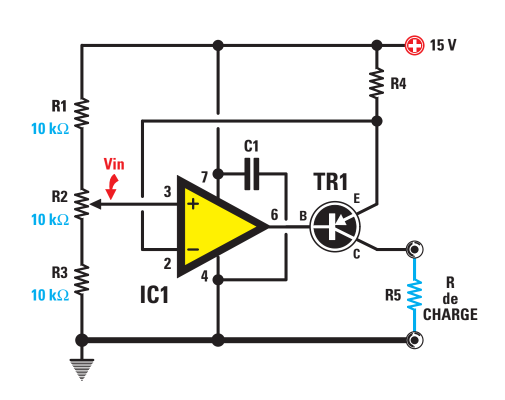
On pourra donc utiliser des résistances bobinées de 5, de 7 ou de 10 watts.

Générateur de courant constant alimenté par une tension unique

Pour réaliser un générateur de courant alimenté par une tension unique, on ne pourra pas utiliser n'importe quel opérationnel, mais seulement ceux-ci : LM324, LM358, CA3130 ou TS27M2CN.

Comme on peut le constater sur la figure 180, ce schéma ne se différencie de celui de la figure 179 que par sa broche d'alimentation 4 reliée à la masse.

Toutes les formules utilisées pour le générateur de courant constant ali-



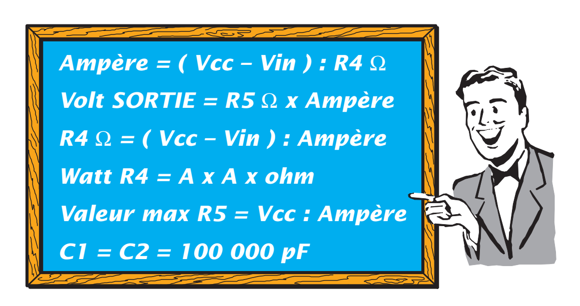


Figure 180 : Pour réaliser un générateur de courant constant à alimenter à l'aide d'une tension unique, on ne pourra pas utiliser n'importe quel type d'opérationnel mais seulement les LM324, LM358, CA3130, TS27M2CM ou autres équivalents. Même dans ce schéma, le transistor de puissance TR1 est un PNP et doit être fixé sur un radiateur de refroidissement pour dissiper la chaleur générée.

menté à l'aide d'une tension double sont également valables pour l'alimentation unique.

Générateur d'ondes sinusoïdales alimenté par une tension double

Pour réaliser un oscillateur capable de générer des ondes sinusoïdales sur une valeur de fréquence fixe, nous vous conseillons d'utiliser le schéma électrique de la figure 181, alimenté à l'aide d'une tension double.

Comme on peut le voir sur le schéma électrique, pour ce circuit, il nous faut utiliser quatre condensateurs de capacité identique (voir C1), ainsi que quatre résistances de même valeur ohmique (voir R1).

Pour connaître la valeur en hertz de la fréquence générée, on peut utiliser la formule suivante :

**hertz =
159 000 : (C1 nanofarad x R1 kilohm)**

Note : Dans cette formule, la valeur des condensateurs C1 doit être exprimée en nanofarads et celle des résistances R1 en kilohms.

Si l'on connaît la fréquence en hertz que l'on souhaite obtenir, ainsi que la valeur des résistances R1 en kilohms, avec la formule suivante, on peut calculer la valeur des capacités C1 en nanofarads :

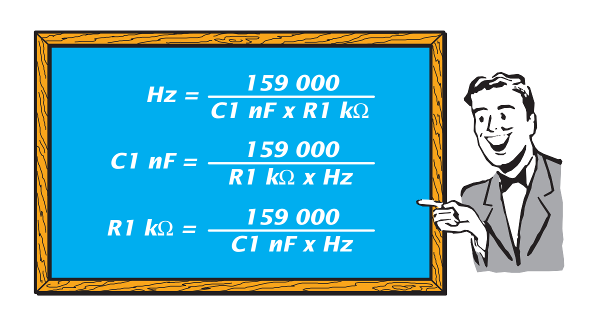
**C1 nanofarad =
159 000 : (R1 kilohm x hertz)**

Si l'on connaît la valeur des capacités en nanofarads, avec la formule suivante, on peut calculer la valeur des résistances R1 en kilohms :

**R1 kilohm =
159 000 : (C1 nanofarad x hertz)**

Pour faire osciller ce circuit, on devra tourner le curseur du trimmer R4 jusqu'à ce que le signal HF apparaisse sur la sortie.

Exemple de calcul = On désire réaliser un oscillateur qui génère une fréquence de 1 000 Hz et, donc, on veut connaître les valeurs à utiliser pour C1 et R1.



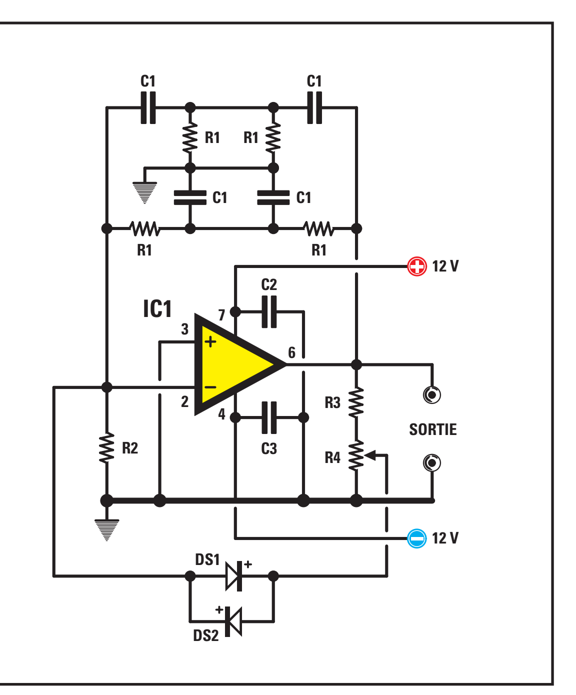


Figure 181 : Schéma d'un générateur d'ondes sinusoïdales à alimenter par une tension double. Pour faire fonctionner ce circuit, on devra tourner le trimmer R4 jusqu'à obtenir le signal HF en sortie.

R2 = 10 000 ohms (10 kΩ)
R3 = 1 000 ohms (1 kΩ)
R4 = 10 000 ohms trimmer (10 kΩ)
C2 et C3 = 100 000 pF céramique (100 nF)
DS1 et DS2 = diodes au silicium

Solution = Si on connaît la valeur de la fréquence que l'on désire obtenir, il est toujours conseillé de choisir une valeur de capacité standard puis de calculer la valeur de la résistance.

Même si l'on réussit toujours, par le calcul mathématique, à obtenir cette fréquence à l'aide de condensateurs de capacité différente, il est préférable de toujours choisir une capacité qui ne nécessite pas une résistance de valeur exagérée ou dérisoire.

Pour C1, on pourra choisir les valeurs suivantes :

1, 10, 100 –

4,7, 47, 470 –

1,5, 15, 150 nanofarads

Si pour C1, on choisit les valeurs 1, 10 ou 100 nanofarads, pour R1, on devra utiliser les valeurs suivantes :

159 000 : (1 x 1 000) = 159 kilohms
159 000 : (10 x 1 000) = 15,9 kilohms
159 000 : (100 x 1 000) = 1,59 kilohm

Dans ce cas, on pourra choisir pour C1 la valeur de 10 nanofarads et pour R1, la valeur standard de 15 kilohms.

Si on choisit les valeurs 4,7, 47 et 470 nanofarads pour C1, pour R1, on devra utiliser les valeurs suivantes :

159 000 : (4,7 x 1 000) = 33,8 kilohms
159 000 : (47 x 1 000) = 3,38 kilohms
159 000 : (470 x 1 000) = 0,33 kilohm

Dans ce cas, on pourra choisir pour C1 la valeur de 4,7 nanofarads et pour R1, la valeur standard de 33 kilohms.

Si on choisit les valeurs 1,5, 15 et 150 nanofarads pour C1, pour R1, on devra utiliser les valeurs suivantes :

159 000 : (1,5 x 1 000) = 106 kilohms
159 000 : (15 x 1 000) = 10,6 kilohms
159 000 : (150 x 1 000) = 1,06 kilohm

Dans ce cas, on pourra choisir pour C1 la valeur de 15 nanofarads et pour R1, la valeur standard de 10 kilohms.

Pour connaître quelle fréquence on obtiendra en utilisant les trois valeurs standards préchoisies pour C1, ainsi que pour R1, on devra effectuer ces opérations :

159 000 : (10 x 15) = 1 060 hertz
159 000 : (4,7 x 33) = 1 025 hertz
159 000 : (15 x 10) = 1 060 hertz

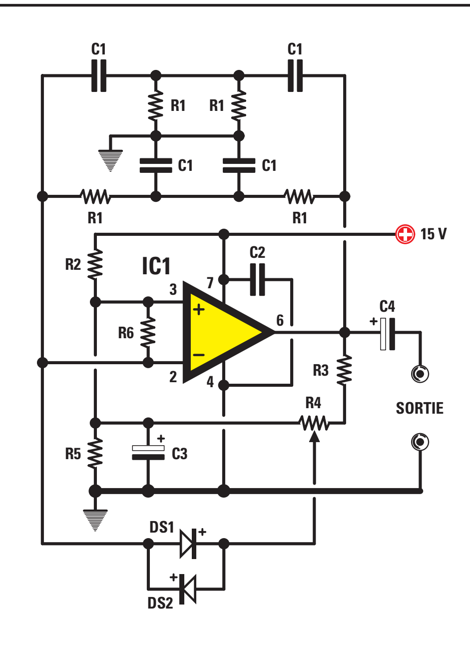
Les fréquences que l'on obtient grâce à ces calculs sont toujours approximatives car on doit tenir compte du fait que les condensateurs et les résistances ont leur propre tolérance.

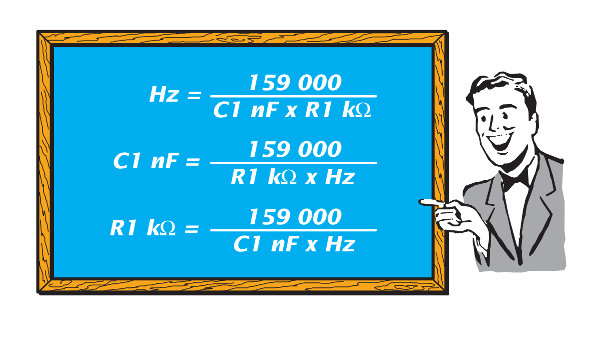
Générateur d'ondes sinusoïdales alimenté par une tension unique

Pour alimenter l'étage oscillateur de la figure 181, à l'aide d'une tension unique, on doit modifier le schéma comme sur la figure 182.

En pratique, il suffit d'ajouter deux résistances ainsi que deux condensateurs électrolytiques.

Pour calculer la valeur de la fréquence des condensateurs C1 et des résistances R1, on utilisera les mêmes formules que celles utilisées pour l'alimentation double.





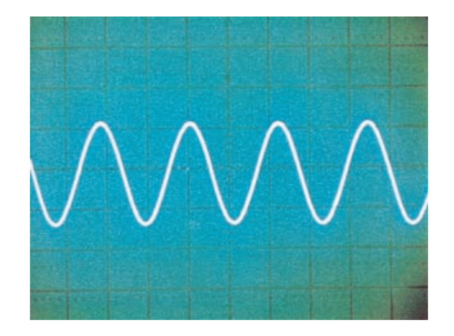
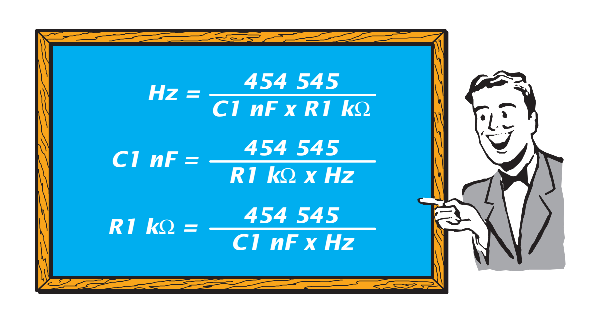


Figure 182 : Pour alimenter le générateur d'ondes sinusoïdales avec une tension unique, on devra ajouter deux résistances (voir R5 et R6) et deux condensateurs électrolytiques (voir C3 et C4).

R2 = 10 000 ohms (10 kΩ)
R3 = 1 000 ohms (1 kΩ)
R4 = 10 000 ohms trimmer (10 kΩ)
R5 et R6 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C2 = 100 000 pF céramique (100 nF)
C3 et C4 = 10 microfarads électrolytique (10µF)
DS1 et DS2 = diodes au silicium



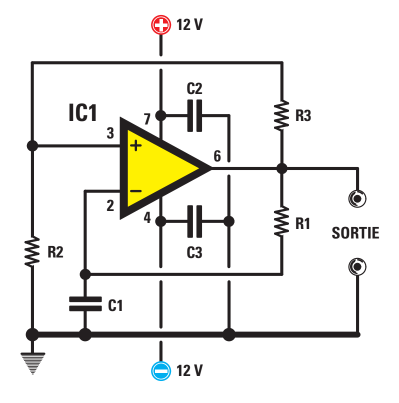


Figure 183 : Pour réaliser un oscillateur capable de générer des ondes carrées, on pourra utiliser ce schéma qui sera alimenté par une tension double.

R2 et R3 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C2 et C3 = 100 000 pF céramique (100 nF)

15 V
R4
IC1
C2
R3
C3
R1
SORTIE
R2
C1

$$Hz = \frac{714\ 285}{C1\ nF \times R1\ k\Omega}$$

$$C1\ nF = \frac{714\ 285}{R1\ k\Omega \times Hz}$$

$$R1\ k\Omega = \frac{714\ 285}{C1\ nF \times Hz}$$

Figure 184 : Pour réaliser un oscillateur capable de générer des ondes carrées à alimenter par une tension unique, on pourra utiliser ce schéma. Pour connaître la valeur de la fréquence générée, on devra utiliser les formules données dans le tableau.

R2, R3 et R4 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C2 = 100 000 pF céramique (100 nF)
C3 = 10 microfarads électrolytique (10 µF)

Générateur d’ondes carrées alimenté par une tension double

Pour réaliser un étage oscillateur capable de générer des ondes carrées, on doit utiliser le schéma électrique de la figure 183.

On pourra faire varier la valeur de la fréquence générée en modifiant la valeur du condensateur C1 ainsi que celle de la résistance R1.

Pour connaître la valeur en hertz de la fréquence générée, on peut utiliser la formule suivante :

hertz =
454 545 : (C1 nanofarad x R1 kilohm)

On sait que les condensateurs et les résistances ont leur propre tolérance et donc, que la fréquence que l’on obtient grâce à ces calculs est toujours approximative.

Si l’on connaît la fréquence en hertz que l’on souhaite obtenir, ainsi que la valeur des résistances R1 en kilohms, avec la formule suivante, on peut calculer la valeur des capacités C1 en nanofarads :

C1 nanofarad =
454 545 : (R1 kilohm x hertz)

Si l’on connaît la valeur des capacités en nanofarads, avec la formule suivante, on peut calculer la valeur des résistances R1 en kilohms :

R1 kilohm =
454 545 : (C1 nanofarad x hertz)

Exemple de calcul pour R1 = On désire réaliser un étage oscillateur qui génère une fréquence de 500 Hz en utilisant un condensateur de 33 000 picofarads et pour cela, on veut connaître la valeur de la résistance R1.

Solution = On commence par diviser les 33 000 picofarads par 1 000 de façon à obtenir une valeur exprimée en nanofarads, puis on effectue nos calculs en utilisant la formule suivante :

R1 kilohm =
454 545 : (C1 nanofarad x hertz)

454 545 : (33 x 500) =
27,54 kilohms

Comme cette valeur n’est pas une valeur standard, si l’on veut obtenir une fréquence exacte de 500 Hz, on devra utiliser une résistance de 27 kilohms en reliant en série un trimmer de 1 000 ohms, que l’on calibrera de façon à obtenir une fréquence exacte de 500 Hz.

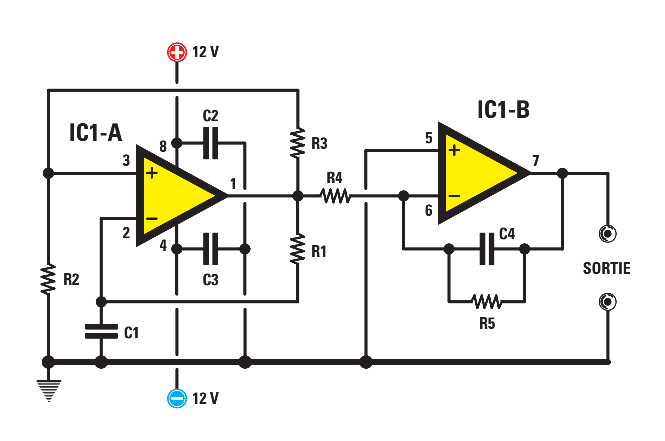
Exemple de calcul pour la fréquence = Nous avons réalisé un étage oscillateur en utilisant pour C1 une capacité de 12 nanofarads et pour R1, une résistance de 33 kilohms, on veut donc savoir quelle fréquence on obtiendra.

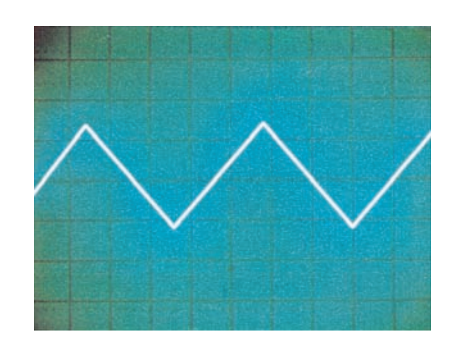
Solution = Pour connaître la valeur de la fréquence, on utilise la formule :

hertz =
454 545 : (C1 nanofarad x R1 kilohm)

Donc, l’étage oscillateur devrait osciller sur :

454 545 : (12 x 33) = 1 147 hertz





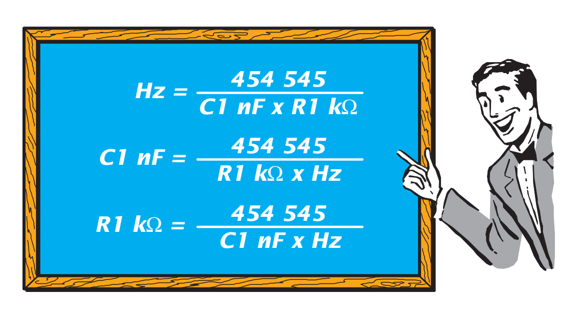


Figure 185 : Générateur d'ondes triangulaires alimenté par une tension double.

R2 et R3 = 10 000 ohms (10 kΩ)
R4 = valeur identique à R1
R5 = supérieure de 18 à 22 fois à R1
C2 et C3 = 100 000 pF (100 nF)
C4 = valeur identique à C1

Si l'on considère la tolérance du condensateur et de la résistance, en pratique, on pourra obtenir une fréquence comprise entre 1 000 et 1 200 Hz.

Générateur d'ondes carrées alimenté par une tension unique

Pour alimenter un étage oscillateur à l'aide d'une tension unique, on doit utiliser le schéma électrique de la figure 184.

Pour calculer la valeur de la résistance en kilohms en connaissant la valeur de la fréquence et celle du condensateur en nanofarads, on utilise la formule suivante :

R1 kilohm =
714 285 : (C1 nanofarad x hertz)

Pour calculer la valeur du condensateur en nanofarads en connaissant la valeur de la fréquence et celle de la résistance en kilohms, on utilise la formule suivante :

C1 nanofarad =
714 285 : (R1 kilohm x hertz)

Même dans ce schéma, pour faire varier la valeur de la fréquence, on devra seulement modifier la valeur du condensateur C1 et de la résistance R1.

Pour calculer la valeur de la fréquence générée par un étage alimenté par une tension unique, on doit utiliser la formule suivante :

hertz =
714 285 : (C1 nanofarad x R1 kilohm)

Exemple de calcul pour R1 = On désire réaliser un étage oscillateur alimenté par une tension unique qui génère une fréquence de 500 Hz en utilisant un condensateur de 33 000 picofarads et, pour cela, on veut donc connaître la valeur de la résistance R1.

Solution = On commence par diviser les 33 000 picofarads par 1 000 de façon à obtenir une valeur exprimée en nanofarads, puis on effectue les calculs en utilisant la formule suivante :

R1 kilohm =
714 285 : (C1 nanofarad x hertz)

714 285 : (33 x 500) =
43,29 kilohms

Comme cette valeur n'est pas une valeur standard, si l'on veut obtenir une fréquence exacte de 500 Hz, on devra utiliser une résistance de 39 kilohms en reliant en série un trimmer de 5 000 ohms, que l'on calibrera de façon à obtenir une fréquence exacte de 500 Hz.

Exemple de calcul pour la fréquence = Nous avons réalisé un étage oscillateur alimenté par une tension unique en utilisant pour C1 une capacité de 12 nanofarads et pour R1, une résistance de 33 kilohms, on veut donc savoir quelle fréquence on obtiendra.

Solution = Pour connaître la valeur de la fréquence, on utilise la formule :

hertz =
714 285 : (C1 nanofarad x R1 kilohm)

Donc, avec les valeurs préchoisies, on obtiendra :

714 285 : (12 x 33) = 1 803 hertz

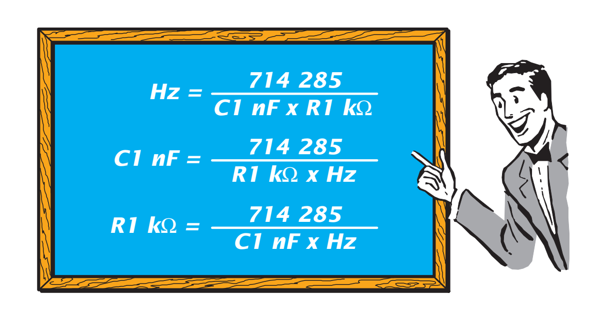
Si l'on considère la tolérance du condensateur et de la résistance, en pratique, on pourra obtenir une fréquence comprise entre 1 700 et 1 900 Hz.

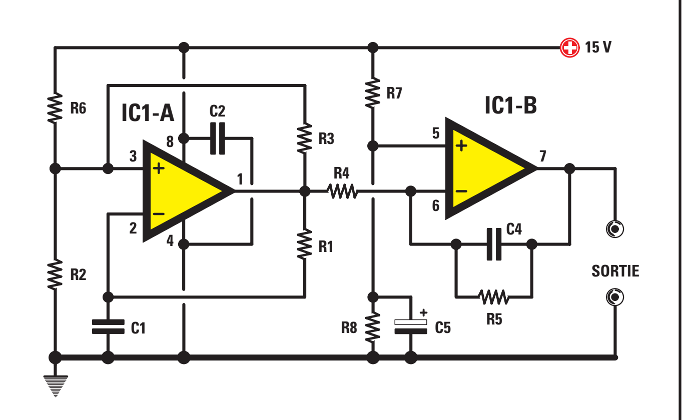
Générateur d'ondes triangulaires alimenté par une tension double

Pour réaliser un oscillateur capable de générer des ondes triangulaires, il faut utiliser deux opérationnels reliés comme sur la figure 185.

Le premier opérationnel, voir IC1-A, est utilisé pour générer une onde carrée et le second, IC1-B, pour transformer cette onde carrée en une onde triangulaire.

Si l'on veut que ce circuit fonctionne, on devra respecter ces conditions :





R2, R3 et R6 = 10 000 ohms (10 kΩ)
R4 = valeur identique à R1
R5 = supérieure de 18 à 22 fois à R1
R7 et R8 = 10 000 ohms (10 kΩ)

C2 = 100 000 pF céramique (100 nF)
C4 = valeur identique à C1
C5 = 10 microfarads électrolytique (10 µF)

Figure 186 : Schéma d'un générateur d'ondes triangulaires idéal pour être alimenté par une tension unique. Les partiteurs de résistance R6 et R2 et R7 et R8 permettent d'alimenter les entrées non-inverseuses de IC1-A et IC1-B par une tension égale à la moitié de celle d'alimentation.

Note importante : Comme nous l'avons déjà précisé dans le texte, les fréquences que l'on obtient avec les formules données pour les générateurs d'ondes sinusoïdales, carrées, triangulaires et en dents de scie sont toujours approximatives. En effet, il ne faut pas oublier que les condensateurs et les résistances ont des tolérances qui normalement tournent autour de 5 % en plus ou en moins par rapport à la valeur inscrite.

- la valeur du condensateur C1 doit être identique à la valeur du condensateur C4.
- la valeur de la résistance R1 doit être identique à la valeur de la résistance R4.
- la valeur de la résistance R5 doit être de 18 à 22 fois supérieure à R1.

Pour connaître la valeur en hertz de la fréquence générée, on peut utiliser la formule suivante :

hertz =
454 545 : (C1 nanofarad x R1 kilohm)

Si l'on connaît la valeur des capacités en nanofarads, avec la formule suivante, on peut calculer la valeur des résistances R1 en kilohms :

R1 kilohm =
454 545 : (C1 nanofarad x hertz)

Pour calculer la valeur de la capacité en nanofarads en connaissant la valeur de la fréquence et celle de la résistance en kilohms, on utilise la formule suivante :

C1 nanofarad =
454 545 : (R1 kilohm x hertz)

Exemple de calcul = On désire réaliser un oscillateur qui génère une fréquence de 300 Hz en utilisant pour C1 un condensateur de 100 nanofarads, et pour cela, on veut donc connaître les valeurs à utiliser pour R1, R4 et R5.

Solution = On commence par calculer la valeur de la résistance R1 à l'aide de la formule suivante :

R1 kilohm =
454 545 : (C1 nanofarad x hertz)

454 545 : (100 x 300) =
15,15 kilohms

Comme 15,15 kilohms n'est pas une valeur standard, on peut tout à fait tranquillement utiliser une résistance de 15 kilohms, qui équivalent à 15 000 ohms.

Pour la résistance R4, on utilise la même valeur que pour R1, c'est-à-dire 15 kilohms, tandis que pour la résistance R5 qui doit être de 18 à 22 fois supérieure, on calcule la valeur standard la plus proche :

15 x 18 = 270 kilohms
15 x 22 = 330 kilohms

On peut donc indifféremment utiliser une résistance de 270 kilohms, qui équivalent à 270 000 ohms ou bien de 330 kilohms, qui équivalent à 330 000 ohms.

Comme la valeur C4 doit être identique à la valeur de C1, on utilisera aussi pour ce condensateur une capacité de 100 nanofarads.

Calculer la valeur de la fréquence

On veut réaliser un étage oscillateur en utilisant pour C1 une capacité de 33 nanofarads et pour R1 une résistance de 12 kilohms et, pour cela, on veut connaître la fréquence que l'on obtiendra.

Solution = pour connaître la valeur de la fréquence, on utilise la formule :

hertz =
454 545 : (C1 nanofarad x R1 kilohm)

On obtiendra donc une fréquence beaucoup plus proche de :

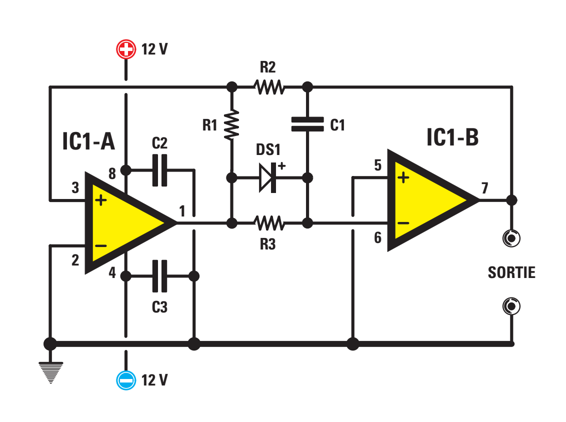
454 545 : (33 x 12) = 1 147 hertz

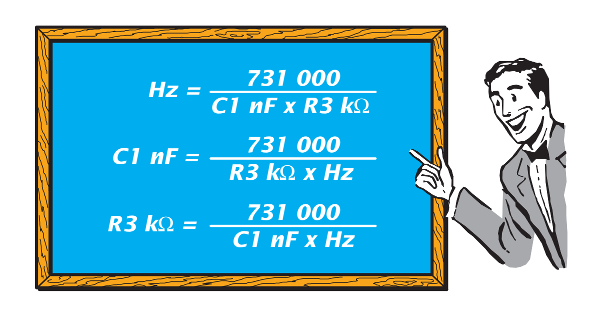
Pour R4, on utilise une résistance de 12 kilohms, tandis que pour la résistance R5 qui doit être de 18 à 22 fois supérieure, on contrôle quelle valeur standard la plus proche on réussit à obtenir :

12 x 18 = 216 kilohms
12 x 19 = 228 kilohms
12 x 20 = 240 kilohms
12 x 21 = 252 kilohms

12 x 22 = 264 kilohms

Les valeurs standard les plus proches sont 220 kilohms, qui équivalent à 220 000 ohms ou 270 kilohms, qui





R1 = 12 000 ohms (12 kΩ)
R2 = 8 200 ohms (8,2 kΩ)
C2 et C3 = 100 000 pF céramique (100 nF)
DS1 = diode silicium

Figure 187 : Schéma d'un générateur en dents de scie alimenté par une tension double.

équivalent à 270 000 ohms, on pourra donc utiliser une de ces valeurs.

Générateur d'ondes triangulaires alimenté par une tension unique

Pour pouvoir alimenter cet étage oscillateur à l'aide d'une tension unique, on devra modifier le schéma précédent avec celui reporté sur la figure 186.
Si l'on veut que ce circuit fonctionne, on devra également respecter ces conditions :

- la valeur du condensateur C1 doit être identique à la valeur du condensateur C4.
- la valeur de la résistance R1 doit être identique à la valeur de la résistance R4.
- la valeur de la résistance R5 doit être de 18 à 22 fois supérieure à R1.

Pour calculer la valeur en hertz de la fréquence générée à l'aide d'un étage oscillateur alimenté par une tension unique, on peut utiliser la formule suivante :

hertz =
714 285 : (C1 nanofarad x R1 kilohm)

Pour calculer la valeur du condensateur en nanofarads, en connaissant la valeur de la fréquence et celle de la résistance en kilohms, on utilisera la formule suivante :

C1 nanofarad =
714 285 : (R1 kilohm x hertz)

Pour calculer la valeur de la résistance en kilohms en connaissant la valeur de la fréquence et celle du condensateur en nanofarads, on utilise la formule suivante :

R1 kilohm =
714 285 : (C1 nanofarad x hertz)

Générateur d'ondes en dents de scie alimenté par une tension double

Pour réaliser un étage oscillateur d'ondes en dents de scie, il nous faut deux opérationnels que l'on reliera comme sur la figure 187. Plutôt que d'utiliser deux circuits intégrés munis d'un seul opérationnel, il est toujours préférable d'utiliser un circuit intégré qui contienne deux opérationnels.

Pour connaître la valeur en hertz de la fréquence générée, on pourra utiliser la formule suivante :

hertz =
731 000 :
(C1 nanofarad
x R3 kilohm)

On sait que tous les condensateurs et les résistances ont toujours des tolérances et donc que la valeur de la fréquence calculée est approximative.

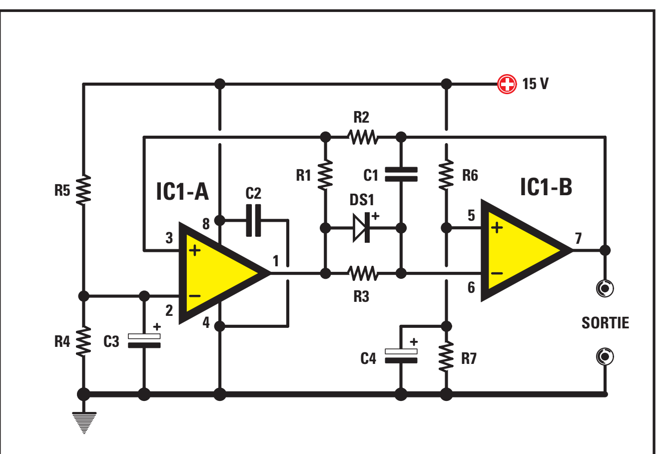
Si l'on connaît la fréquence en hertz que l'on souhaite obtenir et la valeur de la résistance R3 en kilohms, on pourra calculer la valeur de la capacité C1 en nanofarads, grâce à cette formule :

C1 nanofarad =
731 000 : (R3 kilohm x hertz)

Si l'on connaît la valeur de la capacité C1 en nanofarads, on pourra calculer la valeur de la résistance R3 en kilohms, grâce à cette formule :

R3 kilohms =
731 000 : (C1 nanofarad x hertz)

Si l'on dirige sur ce circuit la cathode de la diode DS1 vers l'entrée de



R1 = 12 000 ohms (12 kΩ)
R2 = 8 200 ohms (8,2 kΩ)
R4, R5, R6 et R7 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C2 = 100 000 pF céramique (100 nF)
C3 et C4 = 10 microfarads électrolytique (10 µF)
DS1 = diode silicium

Figure 188 : Pour alimenter le générateur d'ondes en dents de scie par une tension unique, on devra ajouter au schéma de la figure 187 quatre résistances et deux condensateurs électrolytiques.

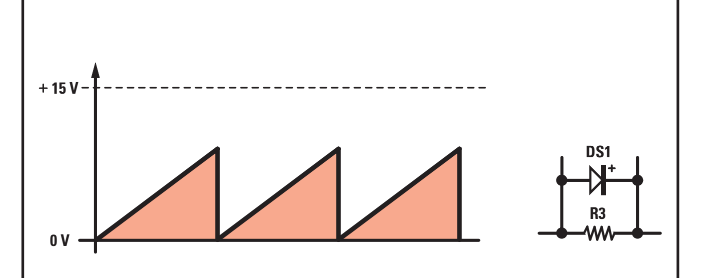


Figure 189 : Si, dans les schémas des figures 187 et 188, on dirige la cathode de la diode DS1 vers IC1-B, on obtiendra, en sortie, une onde triangulaire avec le côté incliné dirigé vers la gauche.

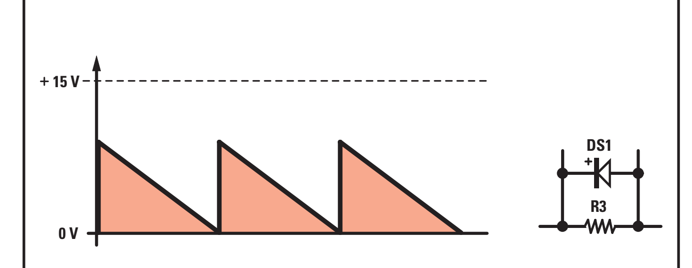


Figure 190 : Si on dirige la cathode de la diode DS1 vers IC1-1A, on obtiendra, en sortie, une onde triangulaire inversée, c'est-à-dire avec le côté incliné dirigé vers la droite.

l'opérationnel IC1-B, on obtiendra des ondes en dents de scie qui auront le côté incliné dirigé vers la gauche (voir figure 189), tandis que si l'on dirige la cathode vers la sortie de IC1-A, on obtiendra des ondes en dents de scie qui auront le côté incliné dirigé vers la droite (voir figure 190).

Générateur d'ondes en dents de scie alimenté par une tension unique

Si on veut alimenter l'étage oscillateur en dents de scie de la figure 187 avec une tension unique, on devra modifier le schéma comme sur la figure 188.

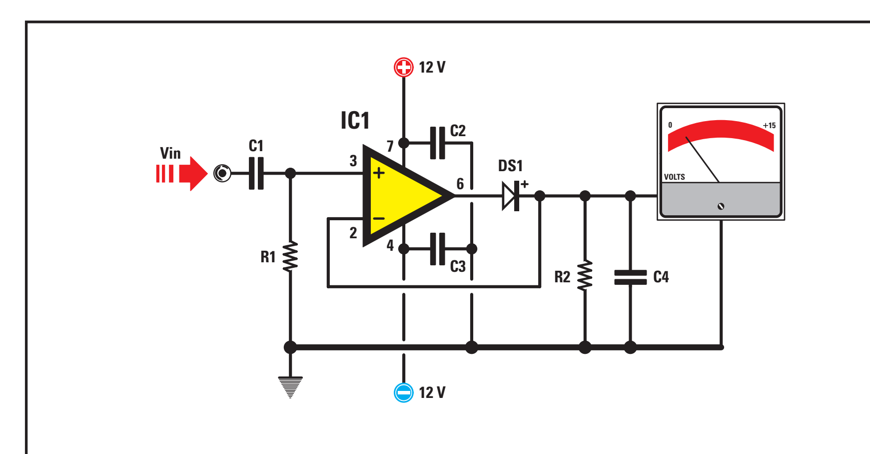
Comme vous pouvez le remarquer, la broche d'entrée inverseuse de IC1-A n'est pas reliée à la masse, mais sur la jonction des deux résistances R5 et R4, de façon à alimenter cette entrée avec une tension qui soit égale à la moitié de celle d'alimentation.

L'entrée non-inverseuse de IC1-B, reliée à la masse sur le schéma de la figure 188, est reliée sur ce schéma à la jonction des deux résistances R6 et R7 pour alimenter également cette entrée à l'aide d'une tension qui soit égale à la moitié de celle d'alimentation.

Pour diminuer de moitié cette tension, il est nécessaire d'utiliser deux valeurs ohmiques identiques, et pour cela, on conseille donc d'utiliser soit pour R4 et R5, soit pour R6 et R7 des résistances de 10 000 ohms.

Si l'on dirige sur ce circuit la cathode de la diode DS1 vers l'entrée de l'opérationnel IC1-B, on obtiendra en sortie des ondes en dents de scie qui auront le côté incliné dirigé vers la gauche (voir figure 189).

Si l'on dirige la cathode de la diode DS1 vers la sortie de IC1-A, on obtiendra des ondes en dents de scie qui auront le côté incliné dirigé vers la droite (voir figure 190).



R1 = 100 000 ohms (100 kΩ)
R2 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C1 = 220 000 pF (220 nF)
C2 et C3 = 100 000 pF (100 nF)
C4 = 100 000 pF (100 nF)
DS1 = diode silicium

Figure 191 : Schéma d'un redresseur idéal à alimenter à l'aide d'une tension double.

Pour calculer la valeur de la résistance R1 et du condensateur C1 on peut utiliser les mêmes formules que celles utilisées pour l'alimentation double.

Redresseurs de signaux alternatifs

Pour obtenir une tension continue à partir d'une tension alternative, on utilise normalement une diode au silicium ou bien un pont de redressement composé de 4 diodes, si on doit redresser les deux demi-ondes.

Comme nous vous l'avons expliqué dans la leçon sur les diodes, une diode silicium commence à redresser une tension alternative seulement lorsqu'elle dépasse 0,7 volt.

Une chute de 0,7 volt sur un étage d'alimentation ne crée aucun inconvénient car la tension continue que l'on obtiendra est toujours supérieure aux volts efficaces appliqués sur l'entrée.

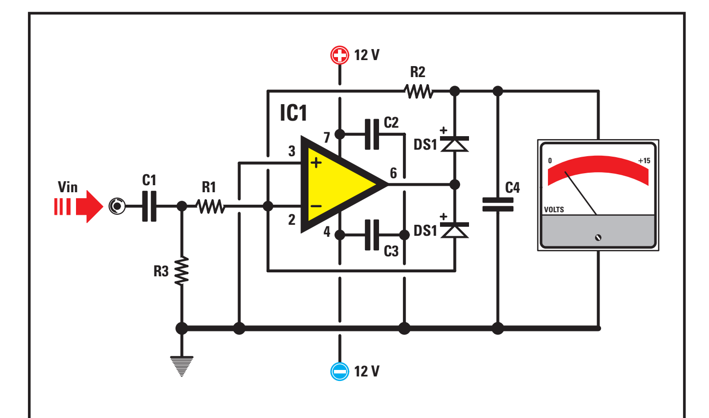
Lorsqu'il faut redresser des tensions ou des signaux HF de quelques millivolts, il n'est pas possible d'utiliser une diode car, en sortie, on n'obtiendra aucune tension continue.

On peut réaliser un circuit capable de redresser des tensions ou des signaux HF de quelques millivolts et avec une grande précision, à partir d'un amplificateur opérationnel.

Redresseur idéal alimenté par une tension double

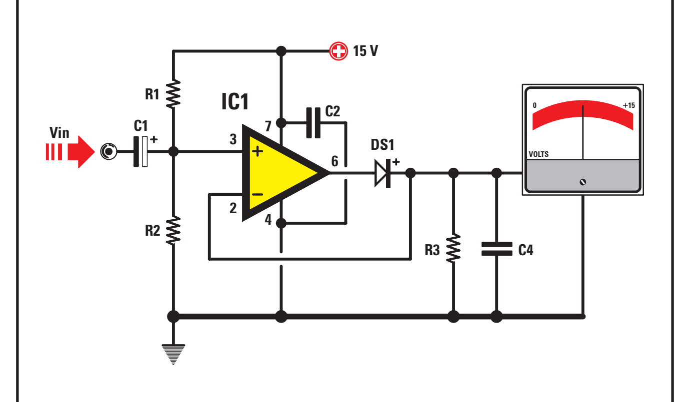
Sur la figure 191, on trouve le schéma d'un redresseur idéal qui redresse seulement les demi-ondes positives.

Comme vous pouvez le remarquer, la tension à redresser est appliquée sur l'entrée non-inverseuse "+".



R1 et R2 = voir texte
R3 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C1 = 220 000 pF (220 nF)
C2 et C3 = 100 000 pF (100 nF)
C4 = 100 000 pF (100 nF)
DS1 et DS2 = diode silicium

Figure 192 : En utilisant deux diodes reliées comme sur cette figure, on pourra amplifier la tension redressée en modifiant les valeurs des deux résistances R1 et R2.



R1 et R2 = 10 000 ohms (10 kΩ)
R3 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C1 = 10 microfarads électrolytique (10 µF)
C2 et C4 = 100 000 pF (100 nF)
DS1 = diode silicium

Figure 193 : Schéma d'un redresseur idéal alimenté par une tension unique.

Lorsqu'aucun signal n'est appliqué sur l'entrée, on retrouve en sortie une tension de 0 volt tandis qu'en présence d'un signal alternatif, sur la broche de sortie, on retrouve seulement des demi-ondes positives dont l'amplitude est égale aux volts crête.

Donc, si une tension alternative de 0,005 volt crête atteint l'entrée, on retrouvera alors sur celle-ci une tension continue positive de 0,005 volt.

Un autre redresseur idéal qui redresse seulement les demi-ondes positives, est représenté sur la figure 192. A la différence du premier, il utilise deux diodes de redressement.

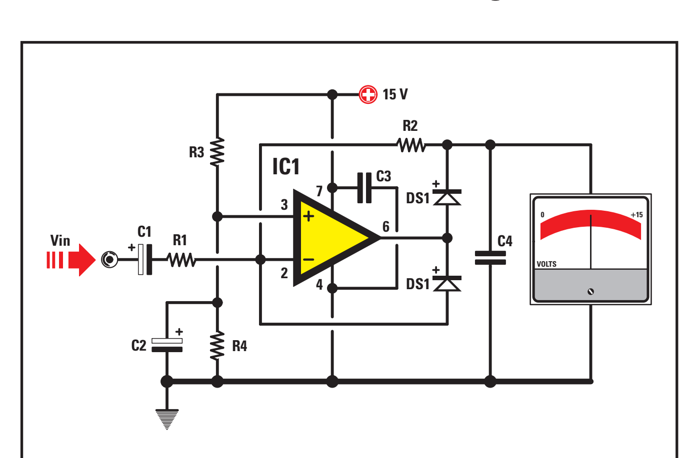
Dans ce second circuit, le signal redressé peut être amplifié si la valeur de la résistance R2 est supérieure à la valeur de la R1.

En fait, le gain de cet étage se calcule avec :

gain = R2 : R1

Donc, si l'on ne veut pas amplifier le gain, on devra utiliser pour R1 ainsi que pour R2 deux valeurs ohmiques identiques.

Si, dans les circuits des figures 191 et 192, on inverse la polarité des diodes, au lieu de redresser les demi-ondes positives, on redressera les négatives.



R1 et R2 = voir texte
R3 et R4 = 10 000 ohms (10 kΩ)
C1 et C2 = 10 microfarads électrolytique (10 µF)
C3 et C4 = 100 000 pF (100 nF)
DS1 et DS2 = diodes silicium

Figure 194 : En utilisant deux diodes au lieu d'une seule, on pourra amplifier la valeur de la tension redressée en modifiant la valeur des deux résistances R1 et R2.

Redresseur idéal alimenté par une tension unique

Sur la figure 193, vous pouvez voir le schéma d'un redresseur idéal qui redresse seulement les demi-ondes positives.

Sur ce circuit également, la tension à redresser est toujours appliquée sur l'entrée non-inverseuse. Mais, comme vous pouvez le remarquer, cette entrée est polarisée à l'aide d'une tension égale à la moitié de celle d'alimentation, par l'intermédiaire des résistances R1 et R2 de 10 000 ohms.

Donc, si l'opérationnel est alimenté à l'aide d'une tension de 12 volts, sur l'entrée non-inverseuse, on retrouve une tension de 6 volts.

Si l'opérationnel est alimenté à l'aide d'une tension de 15 volts, sur l'entrée non-inverseuse, on retrouve une tension de 7,5 volts.

Si on alimente le redresseur à l'aide d'une tension unique et en l'absence de signal sur l'entrée, on ne retrouve pas une tension de 0 volt en sortie mais une tension positive égale à la moitié de celle d'alimentation.

En présence d'un signal alternatif sur la broche de sortie, on retrouve les demi-ondes positives, dont l'amplitude est égale à la moitié des volts d'alimentation plus les volts redressés.

Donc, si on alimente le circuit à l'aide d'une tension unique de 15 volts et que l'on applique un signal alternatif de 0,005 volt crête/crête, on retrouve en sortie une tension continue positive de 7,5 volts plus 0,005 volt redressé.

A suivre ◆◆◆



Le cours d'électronique et ses formules



Nombreux sont les jeunes sortant d'une école d'électronique qui nous font observer que les formules que nous indiquons dans les leçons ne correspondent pas à celles qu'ils ont rencontrées dans leurs livres. Ce à quoi nous répliquons que les résultats obtenus à l'aide de nos formules sont identiques à ceux qu'ils obtiendraient avec des formules fort complexes, mais que nous les avons simplifiées pour faciliter la tâche de ceux qui n'ont jamais pu digérer le calcul à l'école !

A propos de notre façon d'écrire les formules

Dans ce cours, nous nous adressons principalement à des débutants voulant acquérir d'excellentes connaissances mais n'ayant généralement pas obtenu le diplôme de docteur es mathématiques ! Donc, pour attiser la curiosité qu'ils vouent à cette matière si ...complexe, nous avons besoin d'exemples élémentaires et de formules qui peuvent s'effectuer sur des calculatrices de poche ordinaires.

Par ailleurs, ce n'est parce que, durant des années, les formules ont été écrites d'une certaine façon, à nos yeux pas vraiment logique, qu'il ne faut pas les écrire plus simplement ! Si nous restions dans cette optique rétrograde, nous en serions encore à la bougie !

Nos formules sont exactes !

Ouvrons une parenthèse sur les formules que nous avons pour habitude d'utiliser afin de démontrer qu'elles ne sont pas erronées comme certains passéistes l'affirment.

Prenons, par exemple, les résistances. On trouve généralement dans les manuels les équivalences :

ohm = kilohm : 1 000
kilohm = ohm x 1 000

Pour indiquer que :

ohm est un millième de kilohm,
kilohm est mille fois plus grand que l'ohm.

Nous, qui sommes depuis longtemps habitués aux erreurs les plus communément commises par les débutants, nous savons que cette façon d'écrire, parfaitement illogique, génère souvent des méprises.

En effet, on est tenté d'utiliser l'équivalence comme s'il s'agissait d'une formule et on fait l'opération sur la valeur numérique plutôt que sur l'unité de mesure ou sur ses multiples. Ce qui donne :

1 kilohm : 1 000 = 0,001 ohm
1 ohm x 1 000 = 1 000 kilohms

Pour éviter ce type d'erreur, nous avons pensé indiquer directement les formules :

ohm : 1 000 = kilohm
kilohm x 1 000 = ohm

Avec ce système, on peut immédiatement convertir la valeur numérique connue d'une résistance en la définissant ensuite grâce à l'unité de mesure ou à ses multiples et sous-multiples.

Donnons un exemple : avec nos formules, le débutant qui souhaite savoir à combien d'ohms équivalent 1,2 kilohm, devra seulement faire :

1,2 (kΩ) x 1 000 = 1 200 ohms

Si, par exemple, il voulait savoir à combien de kilohms équivalent 47 000 ohms, il devrait seulement effectuer cette simple opération :

47 000 (Ω) : 1 000 = 47 kilohms

Au lieu de cela, il nous est fréquemment arrivé de voir les débutants se tromper, car ils utilisaient les équivalences indiquées dans les manuels comme des formules à appliquer aux chiffres, obtenant des résultats contradictoires comme :

~~1,2 (kΩ) : 1 000 = 0,0012 ohm~~
~~47 000 (Ω) x 1 000 = 47 000 000 kilohms~~

Il va de soi que tout ce que l'on vient de dire à propos des valeurs de résistance vaut également pour les valeurs de capacité, de fréquence et de toutes les autres unités de mesure.

Une autre réflexion nous est également faite, cette fois de la part de certains jeunes ingénieurs, au sujet de notre façon de "remanier" les formules. Ils voudraient qu'on les publie telles qu'elles sont écrites dans les manuels, sans penser que, de cette manière, avec des formules mathématiques incompréhensibles, on rebuterait nombre de débutants.

Il est à peine croyable que de jeunes gens, mêmes après avoir suivi de longues études, soient, en si peu de temps, devenus aussi rétrogrades et veulent se cantonner dans un redoutable immobilisme ! Ils ont tôt oublié combien il a fallu d'efforts pour que les médecins parlent enfin notre langue en lieu et place du latin ! Ils ont aussi oublié que le père de la médecine moderne se nommait Ambroise Paré, qu'il était totalement autodidacte, parfaitement ignorant dudit latin ! Ne parlons pas de notre domaine de passion, il vous reviendra en mémoire cent noms de découvreurs n'ayant jamais usé leurs fonds de culotte sur aucun banc de faculté !

Les voies de la recherche, en électronique comme ailleurs, ne sont accessibles qu'aux personnes à l'esprit large, progressistes et ouvertes, toujours prêtes à aller de l'avant et, surtout, toujours prêtes à abandonner les dogmes pour la simplification.

Pour éclaircir notre position, prenons par exemple la formule (une des moins compliquées) qui sert à calculer la valeur d'une fréquence dont on connaît la R et la C :

$$F = \frac{1}{2\pi RC}$$

F est la valeur de la fréquence en hertz
R est la valeur de la résistance exprimée en ohm
C est la valeur de la capacité exprimée en Farad
π est le nombre fixe 3,14

Bien que cette formule puisse sembler très simple, essayez de demander à un débutant quelle fréquence en hertz on obtient avec une résistance de 10 000 ohms et un condensateur de 15 000 picofarads.

Vous constaterez vous aussi, tout comme nous avons pu le constater nous-mêmes, qu'un débutant aura déjà des difficultés à convertir des picofarads en farads et, en admettant qu'il ne se trompe pas, il devra ensuite se confronter à ces chiffres :

$$\frac{1}{2 \times 3{,}14 \times 10\,000 \times 0{,}000000015} = 1\,061 \text{ Hz}$$

S'il devait se tromper, ne serait-ce que d'un seul 0, il se retrouverait avec une fréquence qui aurait une valeur erronée.

Afin d'éviter cette éventuelle erreur et, surtout pour éviter d'avoir à effectuer un calcul compliqué, nous avons simplifié cette formule :

hertz = 159 000 : (R kilohm x C nanofarad)

Après avoir converti les ohms en kilohms et les picofarads en nanofarads, on obtiendra :

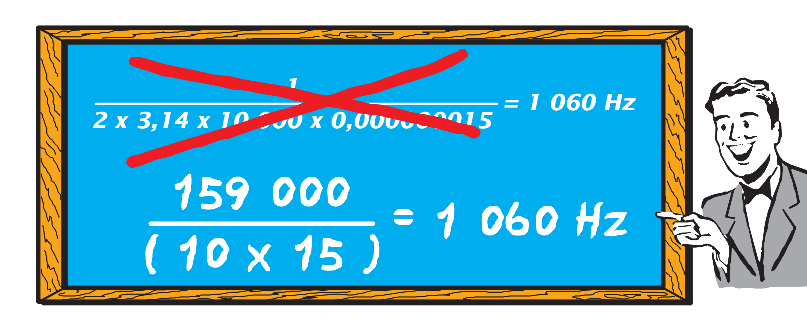
159 000 : (10 x 15) = 1 060 Hz

Certains se demanderont certainement comment on a procédé pour obtenir le chiffre fixe de 159 000.

C'est très simple. Ce chiffre nous est donné dès la première partie de la formule, c'est-à-dire :

1 : (2 x 3,14) = 0,159235

Pour réduire le nombre de 0, on a utilisé des multiples et des sous-multiples des unités de mesure, c'est-à-dire que l'on a converti les ohms en kilohms et les picofarads en nanofarads.
Donc, pour garder les bonnes valeurs dans le calcul, on doit de la même manière multiplier le nombre fixe, c'est-à-dire 0,159235 par 1 000 000. On obtient ainsi 159 235.



Nous avons ensuite arrondi ce chiffre à 159 000 car, en plus d'être plus simple à se rappeler, les "235" n'ont, en fait, qu'une incidence totalement négligeable.

La différence obtenue, 1 060 Hz au lieu de 1 061 Hz est, en fait, complètement dérisoire, car sur 1 000 Hz, il existe une différence de 1 Hz. (Quel commerçant vous demanderait 1 001 ?)

Cette différence est insignifiante, car il faut considérer le fait que toutes les résistances, et en général tous les composants utilisés, ont une tolérance de 5 % en plus ou en moins.

C'est pourquoi on obtiendra, après avoir monté l'hypothétique circuit auquel s'appliquerait cette formule, ni 1 060 Hz, ni même 1 061 Hz, mais une fréquence comprise entre 1 010 Hz et 1 110 Hz !

Le même principe s'applique à n'importe quoi. Entre la valeur théorique et la valeur réelle, il y a toujours une marge, plus que largement suffisante, pour autoriser la simplification sans modifier en quoi que ce soit le résultat réel final.

James PIERRAT, Directeur de publication,
traduit et adapté d'un texte de Giuseppe MONTUSCHI*

Pour mémoire, nous vous rappelons que l'auteur, qui nous a offert ce cours pour vous, à plus de 70 ans !

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les amplificateurs opérationnels
Les filtres
(1)

Dans cette leçon en deux parties, nous avons regroupé tous les schémas et les formules nécessaires pour réaliser, à l'aide d'amplificateurs opérationnels, des filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande et "notch" efficaces. Etant donné que l'atténuation de ces filtres est exprimée en dB par octave, nous vous expliquerons ce que cela signifie et, également, de combien est réduite l'amplitude du signal appliqué à leur entrée. Il est possible que cette leçon soit ressentie, surtout par les débutants, comme un peu fastidieuse mais, cependant, ne la négligez pas car, si un jour vous deviez concevoir ou réparer un filtre quelconque, vous vous féliciteriez d'avoir pris le temps de l'étudier.

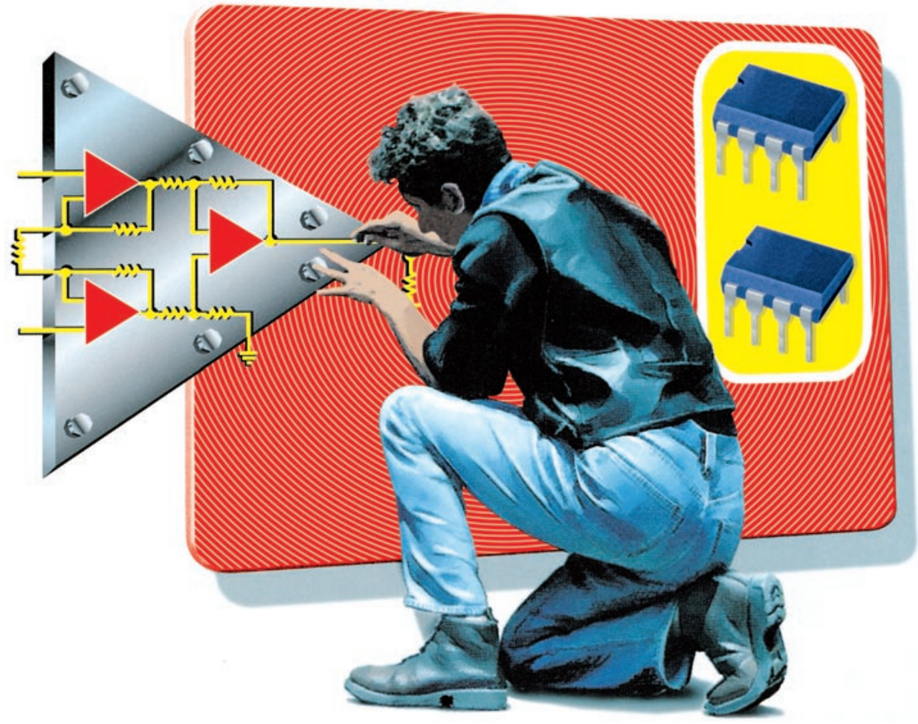
S'il vous est arrivé de consulter des revues autres qu'ELM, vous vous serez aperçu qu'on n'y précise généralement pas si l'alimentation doit être double ou simple et, en admettant qu'il soit sous-entendu qu'elle doit être double, presque personne ne prend la peine d'expliquer quelles modifications il faut apporter au circuit pour pouvoir l'alimenter avec une tension simple.

De même, pour réaliser des filtres d'ordre supérieur, il est conseillé de mettre en série plusieurs filtres d'ordre inférieur, mais nul ne précise que, dans ce cas, il est absolument nécessaire de modifier le gain de chaque étage afin d'éviter que le filtre n'auto-oscille. Cette leçon répondra à toutes les questions que vous pourriez vous poser à ce sujet et à propos de beaucoup d'autres.

Filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande et "notch"

Les filtres sont principalement utilisés pour atténuer les fréquences audio. Cette affirmation pourra paraître paradoxale à quelques-uns d'entre vous : en effet, pourquoi atténuer les fréquences alors qu'en Hi-Fi on cherche plutôt à amplifier de façon linéaire, de 20 Hz à 30 kHz ?

Justement, en Hi-Fi, il peut être très utile de disposer d'un étage amplifiant seulement les fréquences basses avant de les envoyer vers les haut-parleurs



"woofers", d'un deuxième étage amplifiant seulement les fréquences moyennes avant de les envoyer vers les haut-parleurs "mid-range" et d'un troisième étage amplifiant seulement les fréquences aiguës avant de les envoyer vers les haut-parleurs "tweeters".

Note importante : *Nous vous rappelons que les filtres actifs ne sont pas montés entre l'amplificateur et les enceintes acoustiques, mais directement à l'entrée de l'étage amplificateur. Les filtres à monter entre la sortie de l'étage amplificateur et les enceintes acoustiques sont des filtres passifs constitués par des selfs et des condensateurs (on les nomme filtres "crossover", voir leçon numéro 6).*

Mais, même en dehors de la Hi-Fi, il existe des appareils qui ne fonctionneraient pas comme il faut sans filtre. Par exemple, les sismographes, devant amplifier seulement les fréquences subsoniques, ont besoin d'étages éliminant toutes les fréquences audio afin d'éviter qu'elles ne les perturbent.

Même chose pour les antivols à ultrasons : ils doivent amplifier seulement les fréquences ultrasoniques et donc disposer de filtres éliminant toutes les fréquences qui pourraient provoquer un déclenchement intempestif.

Il existe en outre des télécommandes excitant un relais seulement quand on leur envoie une fréquence précise et le relaxant quand elles en reçoivent une différente.

En fait, si nous n'avions pas ces filtres, beaucoup d'appareils électroniques, même très courants, ne pourraient fonctionner.

Atténuation en dB par octave

Pour tous les filtres dont nous venons de parler, l'atténuation est toujours spécifiée par un nombre suivi de dB par octave.

6 dB par octave (est un filtre de 1er ordre)
12 dB par octave (est un filtre de 2e ordre)
18 dB par octave (est un filtre de 3e ordre)
24 dB par octave (est un filtre de 4e ordre)
30 dB par octave (est un filtre de 5e ordre)
36 dB par octave (est un filtre de 6e ordre)
42 dB par octave (est un filtre de 7e ordre)

En comparant ces données, un débutant peut saisir qu'un filtre de deuxième ordre, atténuant de 12 dB, est plus efficace qu'un filtre de troisième ordre atténuant de 6 dB, mais il ne peut savoir de combien de fois sera atténué un signal appliqué à l'entrée du filtre. Afin de vous aider, nous avons reporté dans le Tableau 5 la valeur par laquelle il faut diviser la tension appliquée à l'entrée pour connaître l'amplitude du signal prélevé à sa sortie.

TABLEAU 5

valeur en dB		atténuation sur valeur de tension
3 dB	volts :	1,41
6 dB	volts :	1,99
12 dB	volts :	3,98
18 dB	volts :	7,94
24 dB	volts :	15,85
30 dB	volts :	31,62
36 dB	volts :	63,10

Dans le Tableau nous avons inséré aussi 3 dB car tous les filtres atténuent la fréquence de coupure de 3 dB.

Ce que signifie octave

Le terme "octave" définit les fréquences multiples et sous-multiples de la fréquence de référence utilisée pour le calcul du filtre. Les fréquences multiples ou octaves supérieures sont multipliées par 2, 4, 8, 16, 32, etc. Les fréquences sous-multiples ou octaves inférieures sont divisées par 2, 4, 8, 16, 32, etc.

Les octaves supérieures correspondant à une fréquence de 1 000 Hz sont :

1e octave supérieure = 1000 x 2 = 2 kHz
2e octave supérieure = 1000 x 4 = 4 kHz
3e octave supérieure = 1000 x 8 = 8 kHz
4e octave supérieure = 1000 x 16 = 16 kHz

Les octaves inférieures correspondant à une fréquence de 1 000 Hz sont :

1e octave inférieure = 1 000 : 2 = 500 Hz
2e octave inférieure = 1 000 : 4 = 250 Hz
3e octave inférieure = 1 000 : 8 = 125 Hz
4e octave inférieure = 1 000 : 16 = 62,5 Hz

Un filtre passe-bas de 12 dB par octave calculé sur les 1 000 Hz atténuera les 1 000 Hz de 1,41 fois et toutes les octaves supérieures de 3,98 fois.

Par conséquent, si nous appliquons à l'entrée du filtre un signal de 6,50 V, nous prélèverons à sa sortie les 1000 Hz et les octaves supérieures avec les valeurs de tension suivantes :

1 kHz 6,50 : 1,41 = 4,60 V
2 kHz 4,60 : 3,98 = 1,15 V
4 kHz 1,15 : 3,98 = 0,29 V
8 kHz 0,29 : 3,98 = 0,07 V
16 kHz 0,07 : 3,98 = 0,01 V

Un filtre passe-bas de 12 dB par octave, toujours calculé sur les 1 000 Hz, atténuera les 1000 Hz de 1,41 fois et toutes les octaves inférieures de 3,98 fois. Si par conséquent nous appliquons à l'entrée du filtre un signal de 6,50 V, nous prélèverons à sa sortie les 1 000 Hz et les octaves inférieures avec ces valeurs de tension :

1 kHz 6,50 : 1,41 = 4,60 V
500 Hz 4,60 : 3,98 = 1,15 V
250 Hz 1,15 : 3,98 = 0,29 V
125 Hz 0,29 : 3,98 = 0,07 V
62,5 Hz 0,07 : 3,98 = 0,01 V

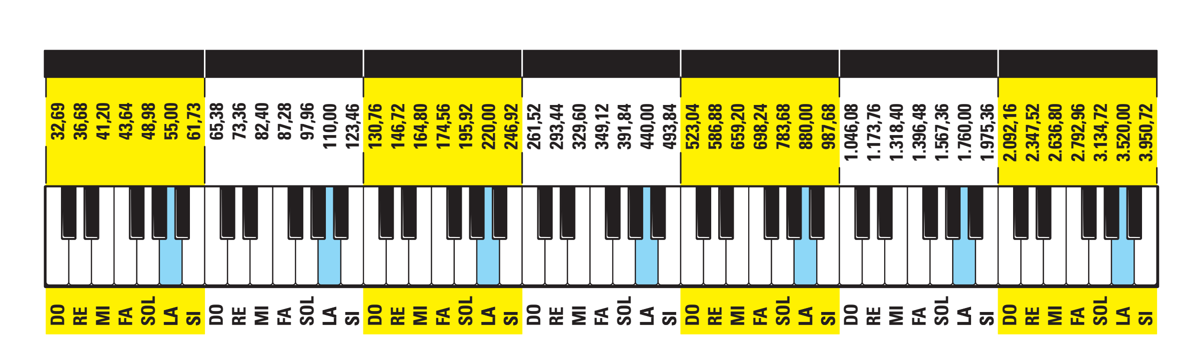


Figure 199 : Pour évaluer les dB d'atténuation, on prend comme référence les "octaves", c'est-à-dire les multiples et les sous-multiples de la fréquence de base. Si nous prenons la fréquence 440 Hz de la note LA, les octaves supérieures sont des notes LA dont les fréquences sont de 880, 1 760, 3 520 Hz et les octaves inférieures sont des notes LA dont les fréquences sont de 220, 110, 55 Hz.

Si le filtre était de troisième ordre et atténuait donc de 18 dB par octave, nous prélèverions à sa sortie un signal inférieur car nous devrions diviser chaque octave inférieure par 7,94 fois.

Filtre passe-bas

Le filtre passe-bas est celui qui laisse passer sans aucune atténuation toutes les fréquences inférieures à celle pour laquelle il a été calculé et atténue toutes les fréquences supérieures. La fréquence choisie pour le calcul du filtre est la fréquence de coupure et c'est à partir de cette valeur que le filtre commence à atténuer toutes les octaves supérieures.

La figure 200 donne le graphique d'un filtre passe-bas de 12 dB par octave avec une fréquence de coupure de 1 kHz. Comme vous le voyez, toutes les fréquences inférieures à 1 kHz passent sans aucune atténuation, alors que les octaves supérieures subissent une atténuation de 12 dB par octave.

Filtre passe-haut

Le filtre passe-haut est celui qui laisse passer sans aucune atténuation toutes les fréquences supérieures à celle pour laquelle il a été taillé et atténue toutes les fréquences inférieures. La fréquence choisie pour le calcul du filtre est la fréquence de coupure et c'est à partir de cette valeur que le filtre commence à atténuer toutes les fréquences inférieures.

La figure 201 donne le graphique d'un filtre passe-haut de 12 dB par octave avec une fréquence de coupure de 1 kHz. Comme vous le voyez, toutes les fréquences supérieures à 1 kHz passent sans aucune atténuation, alors que les octaves inférieures subissent une atténuation de 12 dB par octave.

Filtre passe-bande

Le filtre passe-bande est celui qui laisse passer sans aucune atténuation une étroite bande de fréquence. Pour calculer ce filtre, il faut déterminer les valeurs de la fréquence de coupure inférieure et de la fréquence de coupure supérieure. Ce filtre laisse passer sans aucune atténuation toutes les fréquences comprises entre la fréquence

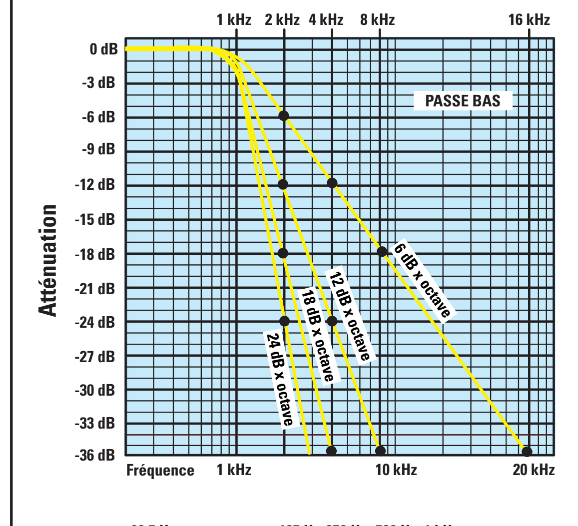


Figure 200 : Un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 1 000 Hz et une atténuation de 6 dB par octave atténue de 6 dB la fréquence de 2 kHz, de 12 dB la fréquence de 4 kHz et de 18 dB la fréquence de 8 kHz. Un filtre passe-bas avec une atténuation de 12 dB par octave atténue de 12 dB la fréquence de 2 kHz, de 24 dB la fréquence de 4 kHz et de 36 dB les 8 kHz.

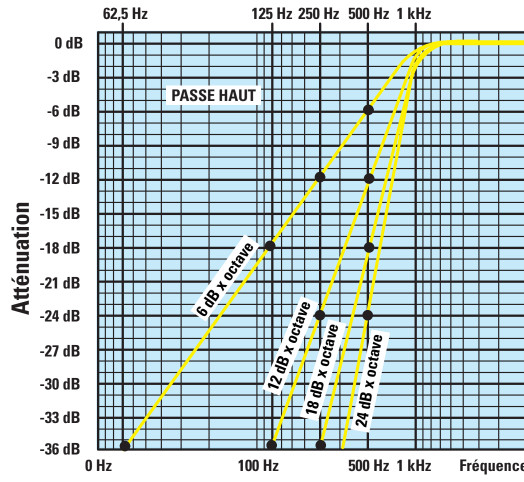


Figure 201 : Un filtre passe-haut avec une fréquence de coupure de 1 000 Hz et une atténuation de 6 dB par octave atténue de 6 dB la fréquence de 500 Hz, de 24 dB la fréquence de 250 Hz et de 36 dB les 125 Hz.

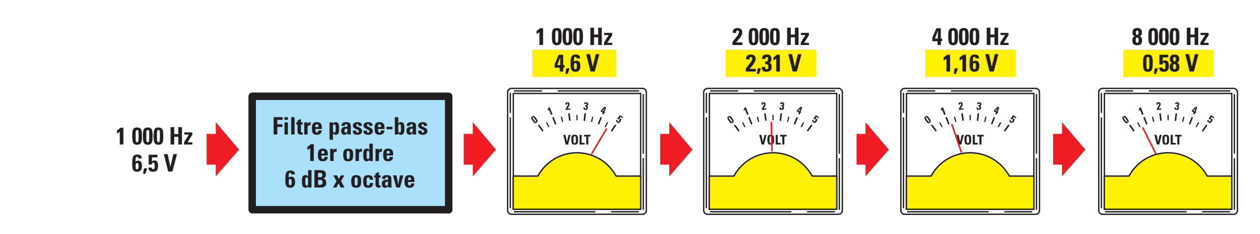


Figure 202 : Si à l'entrée d'un filtre passe-bas de 6 dB par octave calculé pour 1 000 Hz nous appliquons un signal de 6,5 V, la fréquence de 1 000 Hz sortira avec une amplitude de 4,6 V, la première octave de 2 kHz avec une amplitude de 2,31 V, la deuxième octave de 4 kHz avec une amplitude de 1,16 V et la troisième octave de 8 kHz avec une amplitude de 0,58 V.

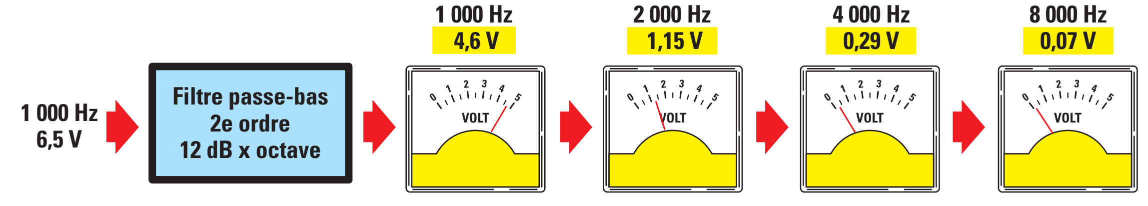


Figure 203 : Si à l'entrée d'un filtre passe-bas de 12 dB par octave calculé pour 1 000 Hz nous appliquons un signal de 6,5 V, la fréquence de 1 000 Hz sortira avec une amplitude de 4,6 V, la première octave de 2 kHz avec une amplitude de 1,15 V, la deuxième octave de 4 kHz avec une amplitude de 0,29 V et la troisième octave de 8 kHz avec une amplitude de 0,07 V.

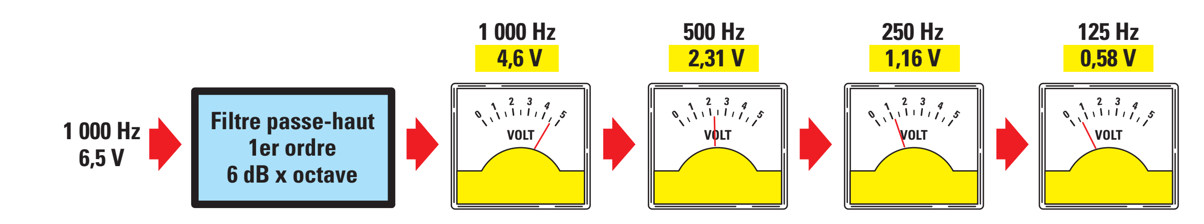


Figure 204 : Si à l'entrée d'un filtre passe-haut de 6 dB par octave calculé pour 1 000 Hz nous appliquons un signal de 6,5 V, la fréquence de 1 000 Hz sortira avec une amplitude de 4,6 V, la première octave de 500 Hz avec une amplitude de 2,31 V, la deuxième octave de 250 Hz avec une amplitude de 1,16 V et la troisième octave de 125 Hz avec une amplitude de 0,58 V.

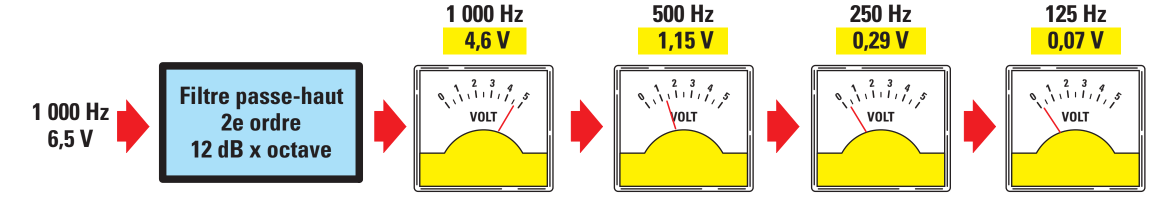


Figure 205 : Si à l'entrée d'un filtre passe-haut de 12 dB par octave calculé pour 1 000 Hz nous appliquons un signal de 6,5 V, la fréquence de 1 000 Hz sortira avec une amplitude de 4,6 V, la première octave de 500 Hz avec une amplitude de 1,15 V, la deuxième octave de 250 Hz avec une amplitude de 0,29 V et la troisième octave de 125 Hz avec une amplitude de 0,07 V.

de coupure inférieure et la fréquence de coupure supérieure et atténue toutes les autres fréquences.

La figure 202 donne le graphique d'un filtre passe-bande calculé pour 1 kHz (fréquence de coupure inférieure) et 2 kHz (fréquence de coupure supérieure). Comme vous le voyez, toutes les fréquences comprises entre 1 kHz et 2 kHz passent sans aucune atténuation, alors que les octaves inférieures à 1 kHz et les octaves supérieures à 2 kHz subissent une atténuation notable.

Filtre "notch"

Le filtre "notch" (ou "pointe de flèche") est celui qui élimine une fréquence indésirable et laisse passer sans aucune atténuation toutes les autres fréquences. La figure 208 donne le graphique d'un filtre "notch" calculé pour 1 kHz. Comme vous le voyez, seule la fréquence de 1 kHz subit une atténuation notable.

Filtre passe-bande de 1er ordre

Le filtre passe-bande de 1er ordre atténue de 6 dB par octave seulement et il est constitué d'une résistance (R1) et d'un condensateur (C1) reliés à l'entrée non inverseuse + de l'amplificateur opérationnel IC1, comme on le voit figure 209.

Après avoir choisi les valeurs du condensateur et de la résistance, nous pouvons calculer la fréquence de coupure en utilisant la formule :

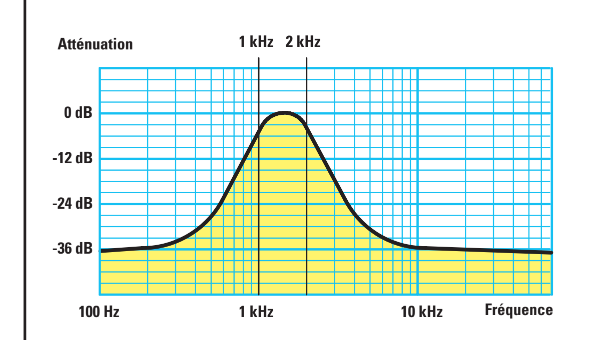


Figure 206 : Les filtres passe-bande sont utilisés pour laisser passer sans aucune atténuation une étroite gamme de fréquences seulement. Ici le graphique d'un filtre laissant passer seulement la gamme de fréquences de 1 kHz à 2 kHz. Pour réaliser ce filtre, nous conseillons les schémas des figures 213 et 216.

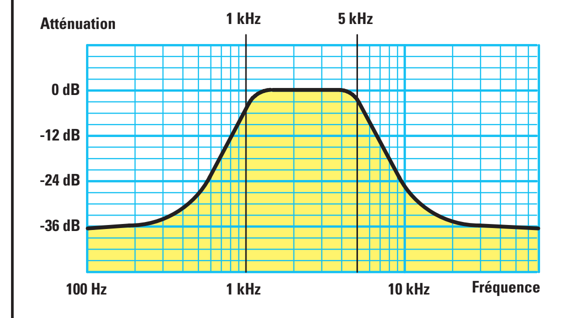


Figure 207 : S'il vous faut des filtres passe-bande très larges, écartez les schémas des figures 213 et 216 et utilisez en revanche un filtre passe-haut suivi d'un filtre passe-bas, comme le montre la figure 219. Ici le graphique d'un filtre passe-bande laissant passer la gamme de fréquences de 1 à 5 kHz.

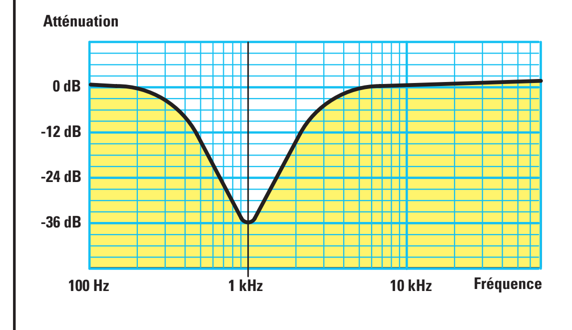
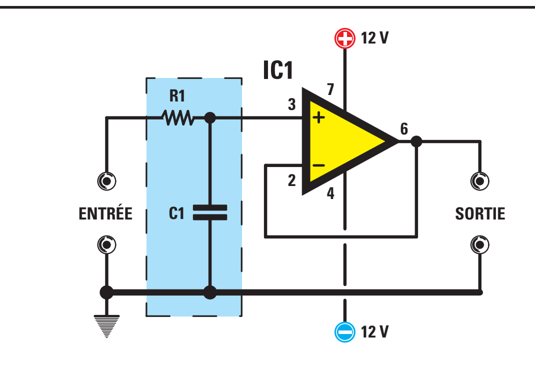


Figure 208 : Les filtres "notch" sont utilisés pour atténuer seulement la fréquence choisie comme fréquence de coupure. Pour réaliser ces filtres, nous conseillons d'utiliser les schémas des figures 220 et 221. Ici le graphique d'un filtre "notch" calculé pour la fréquence de 1 kHz.



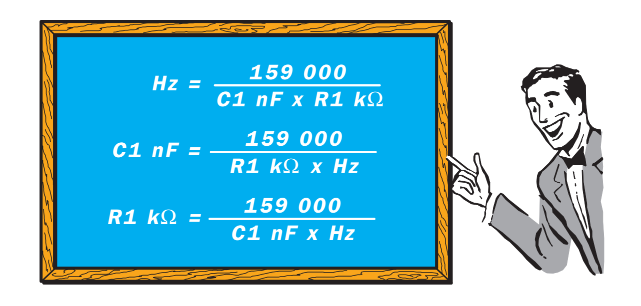


Figure 209 : Filtre passe-bas de 1er ordre alimenté avec une tension double symétrique. Ce filtre atténue de 3 dB la fréquence de coupure et de 6 dB toutes les octaves supérieures. Dans le texte, nous avons analysé un exemple permettant de calculer l'atténuation pour chaque octave.

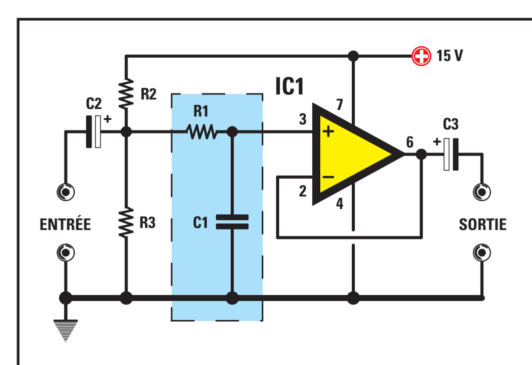


Figure 210 : Si nous voulons alimenter le filtre passe-bas de la figure 209 avec une tension simple, nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms (R2 et R3) et appliquer un condensateur électrolytique de 47 µF à l'entrée et un à la sortie.

hertz = 159 000 : (R1 kilohms x C1 nF)

Connaissant la fréquence de coupure du filtre et la capacité du condensateur C1 ou bien la valeur de la résistance R1, il est possible de calculer la valeur de l'autre composant en utilisant les formules suivantes :

C1 nF = 159 000 : (R1 kilohms x Hertz)
R1 kilohms = 159 000 : (C1 nF x Hertz)

Remarquez que la valeur de la résistance doit être exprimée en kilohms et celle du condensateur en nF et, par conséquent, si les valeurs de ces composants sont en ohms et en pF, il faut d'abord les diviser par 1 000.

ohms : 1 000 = kilohms
pF : 1 000 = nF

Le filtre représenté figure 209 est alimenté par une tension double symétrique. Pour alimenter le filtre passe-bas avec une tension simple, nous devons modifier le schéma comme le montre la figure 210 : nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms en série et deux condensateurs électrolytiques, un en entrée et un en sortie.

Exemple de calcul de la fréquence

Nous avons réalisé un filtre passe-bas en utilisant un condensateur de 10 nF et une résistance de 15 kilohms et nous voulons connaître la valeur de la fréquence de coupure.

Solution :
159 000 : (10 nF x 15 kilohms) = 1 060 Hz

Exemple de calcul de la capacité

Nous voulons réaliser un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 400 Hz en utilisant une résistance de 22 kilohms.

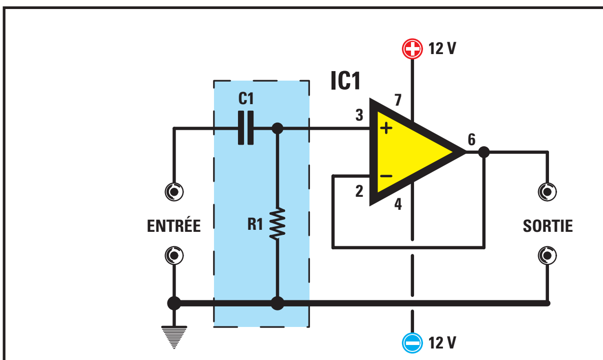
Solution :
159 000 : (22 kilohms x 400) = 18 nF

Si, à la place de la résistance de 22 kilohms nous en utilisons une de 18 kilohms, nous devons augmenter la valeur du condensateur à :

159 000 :
(18 kilohms x 400) = 22 nF

Exemple de calcul de la résistance

Nous voulons réaliser un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure da 600 Hz en utilisant un condensateur de 15 nF.



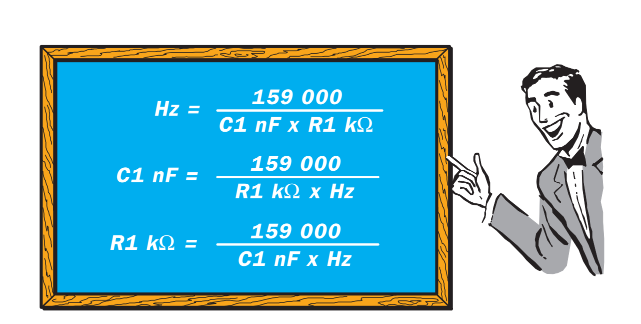


Figure 211 : Filtre passe-haut de 1er ordre alimenté avec une tension double symétrique. Ce filtre atténue de 3 dB la fréquence de coupure et de 6 dB les octaves inférieures. Dans le texte, nous avons donné un exemple permettant de calculer l'atténuation pour chaque octave.

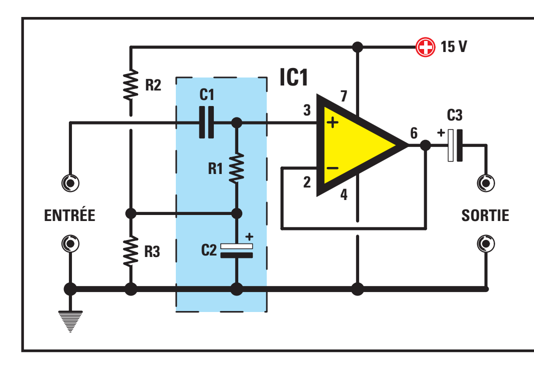


Figure 212 : Si nous voulons alimenter le filtre passe-haut de la figure 211 avec une tension simple, nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms (R2 et R3) et appliquer un condensateur électrolytique de 10 µF à la sortie (C3).

Solution :
159 000 : (15 x 600) = 17,66 kilohms

Soit une valeur standard de 18 kilohms. Mais nous pouvons aussi réduire la capacité du condensateur à 12 nF afin d'obtenir une valeur de résistance standard :

159 000 : (15 x 600) = 22 kilohms

Filtres passe-haut de 1er ordre

Le filtre passe-haut de 1er ordre atténue de 6 dB par octave seulement et il se compose d'un condensateur (C1) et d'une résistance (R1) reliés à l'entrée non inverseuse + de l'amplificateur opérationnel IC1, comme on le voit figure 211.

Après avoir choisi les valeurs du condensateur et de la résistance, nous pouvons calculer la valeur de la fréquence de coupure en utilisant la formule :

hertz = 159 000 : (R1 kilohms x C1 nF)

Connaissant la fréquence de coupure du filtre et la capacité du condensateur C1 ou bien la valeur de la résistance R1, il est possible de calculer la valeur de l'autre composant en utilisant la formule :

C1 nF = 159 000 : (R1 kilohms x Hz)
R1 kilohms = 159 000 : (C1 nF x Hz)

Comme pour les précédentes, dans cette formule aussi la valeur de la résistance doit être exprimée en kilohms et celle du condensateur en nF.

Le filtre représenté figure 211 est alimenté avec une tension double symétrique. Pour alimenter le filtre passe-haut avec une tension simple, nous devons le modifier comme le montre la figure 212 : nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms en série et un condensateur électrolytique de 10 µF en sortie (C3). La résistance R1, au lieu d'être reliée à la masse, est connectée à la jonction des deux résistances de 10 kilohms.

Exemple de calcul de la fréquence

Nous avons réalisé un filtre passe-haut en utilisant un condensateur de 4,7 nF et une résistance de 15 kilohms et nous voulons connaître la valeur de la fréquence de coupure.

Solution :
159 000 :
(4,7 nF x 15 kilohms) = 2,255 kHz

Comme le condensateur et la résistance ont une tolérance, la fréquence de coupure sera comprise entre 2,2 et 2,3 kHz.

Exemple de calcul de la capacité du condensateur

Nous voulons réaliser un filtre passe-haut avec une fréquence de coupure de 1 kHz (soit 1 000 Hz) en utilisant une résistance de 47 kilohms.

Solution :
159 000 : (47 kilohms x 1 000 Hz) = 3,38 nF

Comme la capacité du condensateur n'est pas standard, nous pouvons utiliser un condensateur de 3,3 nF. Si, à la place de la résistance de 47 kilohms nous en utilisons une de 15 kilohms, nous pouvons utiliser un condensateur de :

159 000 : (15 kilohms x 1 000 Hz) = 10 nF

Exemple de calcul de la résistance

Nous voulons réaliser un filtre passe-haut avec une fréquence de coupure de 2 200 Hz (soit 2,2 kHz) en utilisant un condensateur de 4,7 nF.

Solution :
159 000 : (4,7 nF x 2 200) = 15,37 kilohms, soit la valeur standard de 15 kilohms.

Filtres passe-bande avec un amplificateur opérationnel

La figure 213 donne le schéma électrique d'un filtre passe-bande réalisé avec un amplificateur opérationnel.

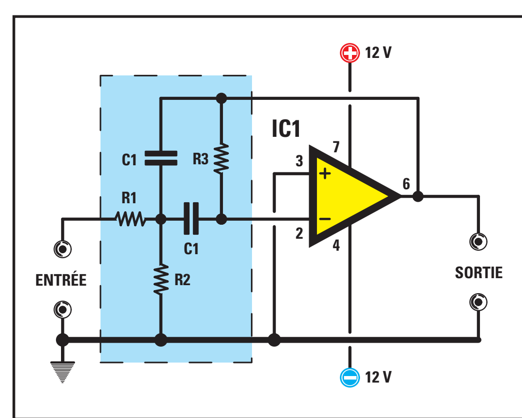


Figure 213 : Filtre passe-bande alimenté avec une tension double symétrique. Avant de calculer les valeurs de C1, R3, R2 et R1, on doit déterminer la valeur de la bande passante (Bp), après quoi on doit calculer le facteur Q (voir l'exemple du texte).

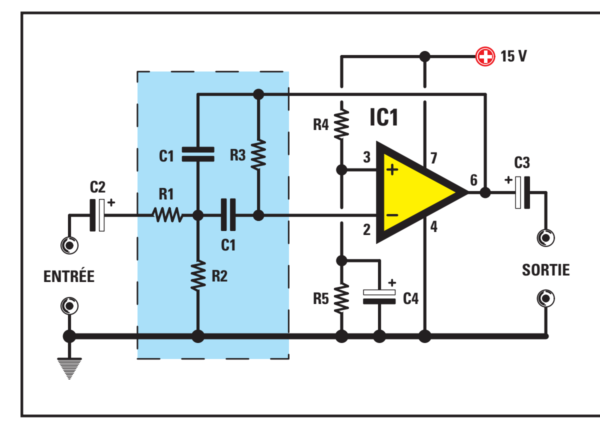


Figure 214 : Si nous voulons alimenter le filtre passe-bande de la figure 213 avec une tension simple, nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms (R4 et R5) et appliquer les condensateurs électrolytiques de 10 µF à la sortie (C2, C3 et C4).

TABLEAU 6

fréquence centrale de travail				capacité de C1 en nF			
de	100 Hz	à	500 Hz	de	33 nF	à	120 nF
de	500 Hz	à	1 000 Hz	de	10 nF	à	39 nF
de	1 000 Hz	à	5 000 Hz	de	3,9 nF	à	15 nF
de	5 000 Hz	à	10 000 Hz	de	1,8 nF	à	5,6 nF

Ce filtre présente un inconvénient : il est difficile de calculer les valeurs de ses résistances.

Normalement on établit a priori la valeur des condensateurs C1, après quoi on calcule la valeur de la résistance R3, puis de R2 et enfin de R1, en utilisant les formules :

R3 kilohms = 318 000 : (C1 nF x Bp)
R2 kilohms = 159 000 : (Q x Q x 2 x C1 x Bp)
R1 kilohms = R3 : (2 x gain)

On pourrait aussi commencer en choisissant au hasard la valeur de R3 puis en calculant la valeur de C1 en nF avec la formule :

C1 nF = 318 000 : (R3 kilohms x Bp)

Toutes ces formules utilisent des valeurs notées Bp et Q, dont nous n'avons pas encore donné la signification : Bp est la bande passante et cette valeur se calcule en soustrayant à la valeur de la fréquence maximale la valeur de la fréquence minimale, Q s'obtient en divisant la fréquence centrale du filtre par la valeur de la bande passante. Dans le cas où vous ne vous en seriez pas aperçu, dans cette formule aussi la valeur des résistances est en kilohms, celle des condensateurs en nF et la fréquence est en Hz.

Le filtre représenté figure 213 est alimenté avec une tension double symétrique. Pour alimenter le filtre passe-bande avec une tension simple, nous devons modifier le schéma comme le montre la figure 214.

Exemple de calcul

L'exemple que nous avons préparé vous aidera à comprendre comment procéder pour calculer la valeur des résistances composant ce filtre.
Nous voulons réaliser un filtre passe-bande laissant passer sans atténuation toutes les fréquences comprises entre 2,1 kHz et 2,7 kHz (soit 2 100 et 2 700 Hz) et il nous faut connaître la valeur des résistances R3, R2 et R1.

Solution : Tout d'abord calculons la valeur de la bande passante Bp en soustrayant à la fréquence maximale la fréquence minimale

2 700 - 2 100 = 600 Hz valeur Bp

Puis calculons la valeur de la fréquence centrale en utilisant la formule :

(Fréquence maximale + Fréquence minimale) : 2

La fréquence centrale sera de :

(2 700 + 2 100) : 2 = 2 400 Hz

Enfin déterminons le facteur Q en divisant la fréquence centrale par Bp :

2 400 : 600 = 4 facteur Q

Nous pouvons alors choisir au hasard la capacité du condensateur C1 en nF. Afin d'éviter de choisir des valeurs ne convenant pas, nous avons réalisé le Tableau 6 donnant les valeurs que nous conseillons d'utiliser : il met en relation la valeur de C1 avec la fréquence centrale de travail du filtre.

Donc avec une fréquence centrale de 2 400 Hz nous pouvons choisir une capacité pour C1 comprise entre 3,9 nF et 15 nF. Plus faible sera la capacité de C1, plus forte sera la valeur des résistances. Si nous choisissons pour C1 une capacité de 12 nF, sachant que la valeur de Bp est de 600 Hz, nous pouvons calculer la valeur de R3 en utilisant la formule :

R3 kilohms = 318 000 : (C1 nF x Bp)

318 000 : (12 x 600) = 44,16 kilohms

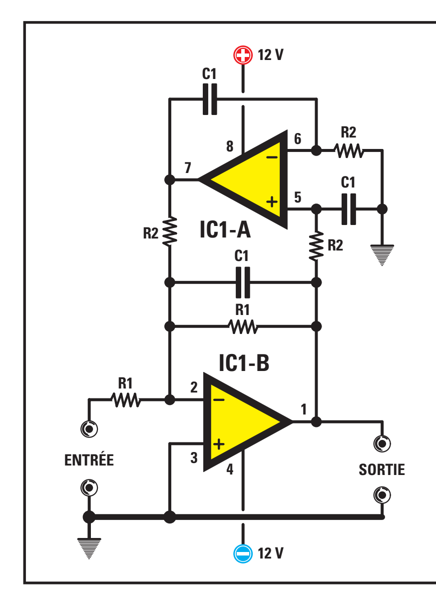
Pour obtenir cette valeur, qui n'est pas standard, mettons en série deux résistances de 22 kilohms.

Nous pouvons maintenant calculer aussi la valeur de R2 car nous savons que le facteur Q est 4, que la valeur de C1 est 12 nF et que la valeur de la bande passante Bp est 600 :

R2 kilohms = 159 000 : (Q x Q x 2 x C1 x Bp)

159 000 : (4 x 4 x 2 x 12 x 600) = 0,69 kilohm

Comme cette valeur n'est pas standard, au lieu de 690 ohms prenons 680 ohms, valeur normalisée.



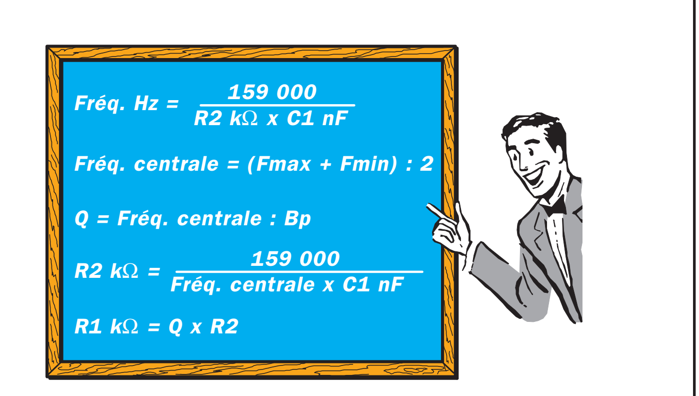


Figure 215 : Pour réaliser un filtre passe-bande, nous pouvons utiliser aussi un schéma comportant deux amplificateurs opérationnels. Au tableau noir sont écrites les formules permettant de calculer la valeur de R1 et R2.

Calculons enfin la valeur de la résistance R1 en utilisant la formule :

R1 kilohms = R3 : (2 x gain)

Le gain ne doit jamais dépasser 2, il est conseillé de choisir 1,4-1,6-1,8. Supposons que l'on ait choisi un gain de 1,5 : pour R1 nous aurons une valeur de

44 : (2 x 1,5) = 14,66 kilohms, soit 15 kilohms (valeur normalisée).

Filtres passe-bande avec deux amplificateurs opérationnels

La figure 215 donne le schéma électrique d'un filtre passe-bande réalisé avec deux amplificateurs opérationnels. Par rapport au précédent, ce filtre présente un avantage : le calcul des deux résistances R1 et R2 est beaucoup plus simple.

Pour ce filtre aussi, il est nécessaire de choisir arbitrairement la capacité de C1 en relation avec la valeur de la fréquence centrale de travail du filtre et pour cela vous vous servirez du Tableau 6.

Quand la valeur de C1 est choisie, nous pouvons déterminer la valeur des résistances en utilisant ces formules :

R2 kilohms = 159 000 : (Fréquence centrale x C1 nF)
R1 kilohms = Q x R2

On pourrait aussi commencer par choisir au hasard la valeur de R2 puis par calculer la capacité de C1 en nF avec la formule :

C1 nF = 159 000 : (Fréquence centrale x R2 kilohms)

Pour connaître la valeur de la fréquence centrale, nous pouvons utiliser la formule :

Hertz = 159 000 : (R2 kilohms x C1 nF)

Pour déterminer la valeur des résistances R1 et R2 nous devons connaître la valeur Bp de la fréquence centrale et le facteur Q.

La valeur Bp se calcule en soustrayant à la fréquence maximale la valeur de la fréquence minimale. La fréquence centrale se calcule en additionnant les deux fréquences et en divisant le résultat par 2. La valeur Q se détermine en divisant la fréquence centrale du filtre par la valeur Bp.

Figure 216 : Si nous voulons alimenter le filtre passe-bande de la figure 215 avec une tension simple, nous devons modifier le schéma comme le montre la figure, soit ajouter deux résistances de 10 kilohms (R3 et R4) en série et à leur jonction relier la broche inverseuse de IC1-A et la broche non inverseuse de IC1-B. En outre, nous devons insérer aux points indiqués les condensateurs électrolytiques de 10 µF C2, C3 et C4. Pour calculer les valeurs de C1, R1 et R2, on peut utiliser la formule de la figure 215.

Le filtre représenté figure 215 est alimenté avec une tension double symétrique. Pour alimenter le filtre passe-bande avec une tension simple, nous devons modifier le schéma comme le montre la figure 216.

Exemple de calcul

Nous voulons réaliser un filtre passe-bande laissant passer toutes les fréquences comprises entre 2 100 et 2 700 Hz et nous avons besoin de connaître quelles valeurs utiliser pour R2 et R1.

Solution : Tout d'abord calculons la valeur de la bande passante Bp en soustrayant à la fréquence maximale la fréquence minimale

2 700 - 2 100 = 600 Hz valeur Bp

Ensuite, calculons la valeur de la fréquence centrale en utilisant la formule :

(Fréquence maximale - Fréquence minimale) : 2

La fréquence centrale sera de :

(2 700 + 2 100) : 2 = 2 400 Hz

Enfin déterminons le facteur Q en divisant la fréquence centrale par Bp :

2 400 : 600 = 4 facteur Q

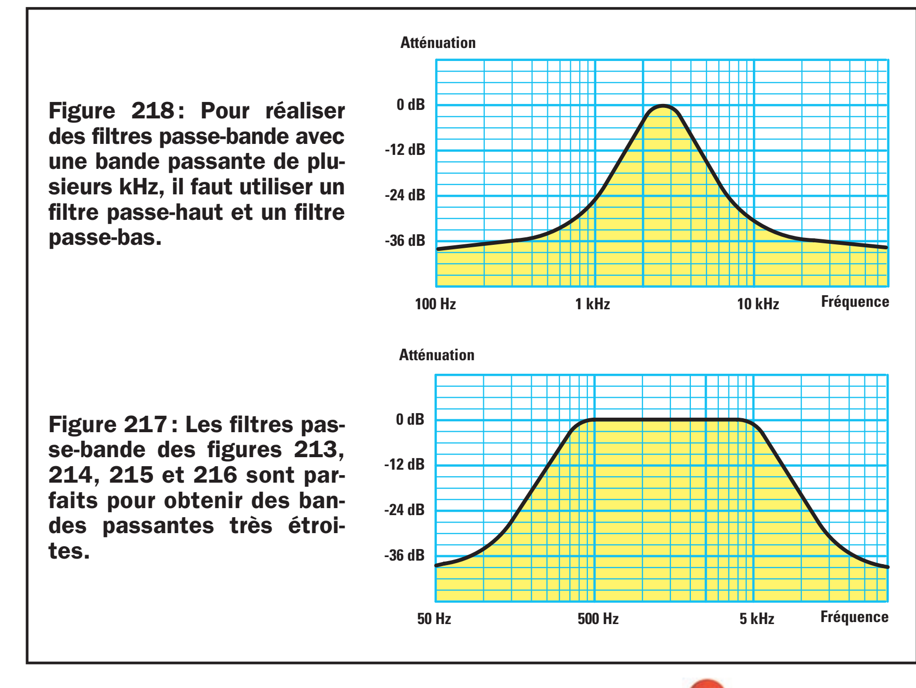


Figure 218 : Pour réaliser des filtres passe-bande avec une bande passante de plusieurs kHz, il faut utiliser un filtre passe-haut et un filtre passe-bas.

Figure 217 : Les filtres passe-bande des figures 213, 214, 215 et 216 sont parfaits pour obtenir des bandes passantes très étroites.

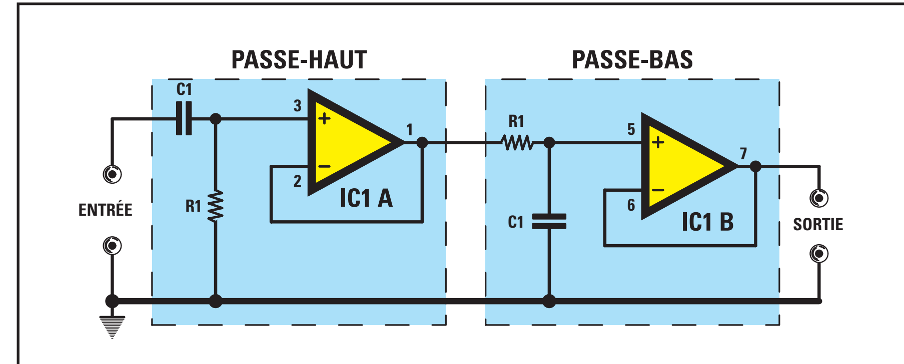


Figure 219 : Pour obtenir des bandes passantes de plusieurs kHz, on utilise un filtre passe-haut calculé sur la fréquence HAUTE que l'on veut atténuer, suivi d'un filtre passe-bas calculé sur la fréquence BASSE que l'on veut atténuer (voir figure 218).

Il ne nous reste qu'à choisir au hasard la capacité de C1 en nF. Pour pouvoir faire une comparaison avec le filtre précédent (figure 213), nous pouvons utiliser la même valeur de capacité, soit 12 nF. Comme la fréquence centrale de notre filtre est de 2 400 Hz nous pouvons calculer la valeur de R2 en utilisant la formule :

R2 kilohms = 159 000 :
(Fréquence centrale x C1 nF)

159 000 : (2 400 x 12) =
5,52 kilohms

Etant donné que cette valeur n'est pas standard, utilisons la valeur normalisée la plus proche, soit 5,6 kilohms.

Sachant que le facteur Q est de 4, nous pouvons calculer la valeur de R1 avec la formule :

R1 kilohms = Q x R2

4 x 5,6 = 22,4 kilohms

Et comme cette valeur non plus n'est pas standard, prenons 22 kilohms. Pour connaître la fréquence centrale de notre filtre avec les valeurs choisies, utilisons la formule :

hertz = 159 000 :
(R2 kilohms x C1 nF)

159 000 : (5,6 x 12) = 2 366 Hz

Considérant la tolérance de la capacité de C1 et celle des résistances, la fréquence centrale pourrait être 2 300 Hz ou 2 410 Hz. Admettons que ce soit 2 300 Hz, le Q étant de 4, cela nous permet d'obtenir une bande passante de 600 Hz, notre filtre laissera passer sans aucune atténuation les fréquences comprises entre :

2 300 - (600 : 2) =
2 000 Hz fréquence minimale
2 300 + (600 : 2) =
2 600 Hz fréquence maximale

Pour rendre notre filtre plus étroit (plus sélectif), on pourrait calculer un Q de 3 et si l'on voulait le rendre plus large un Q de 5.

Filtres passe-bande très larges

Les filtres passe-bande que nous vous avons présentés jusqu'à maintenant sont utilisables pour obtenir des bandes passantes étroites (quelques centaines de Hz) et non des bandes passantes de quelques milliers de Hz.

Si, par exemple, vous devez réaliser un filtre passe-bande laissant passer toutes les fréquences comprises entre 400 et 5 000 Hz, vous devez avoir une bande passante de :

5 000 - 400 = 4 600 Hz

Pour obtenir un filtre avec une bande passante aussi large, on peut mettre en œuvre un petit expédient consistant à mettre en série un filtre passe-haut et un filtre passe-bas (figure 219). Si l'on calcule un filtre passe-haut avec une fréquence de coupure de 400 Hz, celui-ci laissera passer sans aucune atténuation toutes les fréquences supérieures à 400 Hz jusqu'au-delà de 30 kHz. Le filtre passe-bas relié à sa sortie sera calculé pour une fréquence de coupure de 5 000 Hz afin de laisser passer, sans aucune atténuation, toutes les fréquences inférieures à 5 kHz et non pas les fréquences supérieures. Etant donné que le filtre passe-haut a déjà éliminé toutes les fréquences inférieures à 400 Hz, nous obtiendrons un filtre passe-bande de 400 Hz à 5 kHz. ◆

NOTES

Apprendre l’électronique en partant de zéro

Les amplificateurs opérationnels
Les filtres
(2)

Filtres “notch” de 1er ordre

Le filtre “notch” de 1er ordre se compose de 4 résistances et 4 condensateurs connectés comme le montre la figure 220. Vous l’aurez remarqué, les deux condensateurs centraux C1 sont en parallèle car cette valeur de capacité doit être exactement du double de la valeur de capacité des deux autres condensateurs C1. Les deux résistances centrales R1 sont en parallèle car cette valeur de résistance doit être exactement de la moitié de la valeur des deux autres résistances R1.

Après avoir choisi les valeurs du condensateur et de la résistance, nous pouvons déterminer la valeur de la fréquence de “notch” en utilisant la formule :

Hertz =
159 000 : (R1 kilohms x C1 nF)

Connaissant la fréquence de coupure et la valeur des condensateurs C1 ou des résistances R1, il est possible de calculer la valeur des autres composants en utilisant cette formule :

C1 nF =
159 000 : (R1 kilohms x Hz)
R1 kilohms =
159 000 : (C1 nF x Hz)

Le filtre représenté figure 220 est alimenté avec une tension double symétrique. Pour alimenter un filtre “notch” avec une tension simple, nous devons modifier le schéma comme le montre la figure 221 : nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms en série et deux condensateurs électrolytiques, un à l’entrée et un à la sortie.

R1 R1 C1 C1 R1 R1 C1 C1 IC1 12 V 7 3 6 2 4 ENTRÉE SORTIE 12 V

$$Hz = \frac{159\,000}{C1\ nF \times R1\ k\Omega}$$

$$C1\ nF = \frac{159\,000}{R1\ k\Omega \times Hz}$$

$$R1\ k\Omega = \frac{159\,000}{C1\ nF \times Hz}$$

Figure 220 : Filtre “notch” alimenté avec une tension double symétrique. Pour calculer la capacité en nF des condensateurs C1 et la valeur en kilohms des résistances R1 quand on connaît la valeur de la fréquence en Hz, on utilise la formule écrite au tableau.

Exemple de calcul de la fréquence

Nous avons réalisé un filtre “notch” en utilisant des condensateurs de 15 nF et des résistances de 100 kilohms et nous voulons connaître la valeur de la fréquence de coupure.

Solution : 159 000 :
(100 x 15) = 106 Hz

Comme les condensateurs et les résistances ont une tolérance, la fréquence de coupure sera comprise entre 100 et 110 Hz. Si nous devions obtenir un filtre “notch” sur la fréquence exacte de 100 Hz, nous pourrions mettre en parallèle sur chaque condensateur un condensateur supplémentaire d’une capacité de 820 pF, soit 0,82 nF, de manière à obtenir une capacité totale de

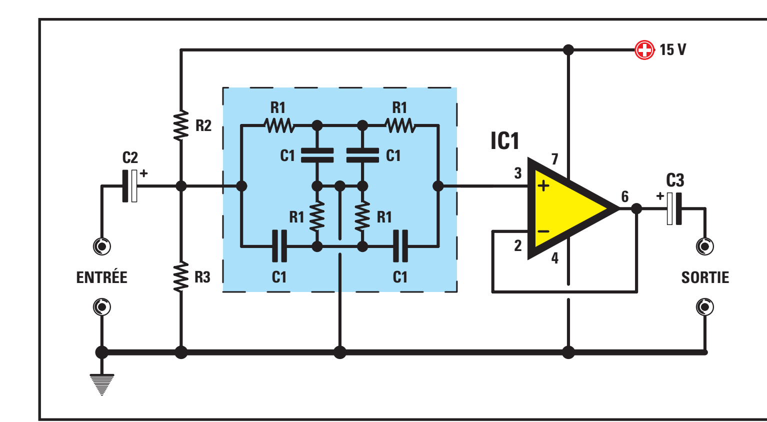


Figure 221 : Si nous voulons alimenter le filtre de la figure 220 avec une tension simple, nous devons ajouter les résistances R2 et R3 de 10 kilohms et deux condensateurs électrolytiques C2 et C3 de 10 µF. Dans le texte nous expliquons pourquoi il faut mettre au centre du filtre deux condensateurs C1 et deux résistances R1 en parallèle.

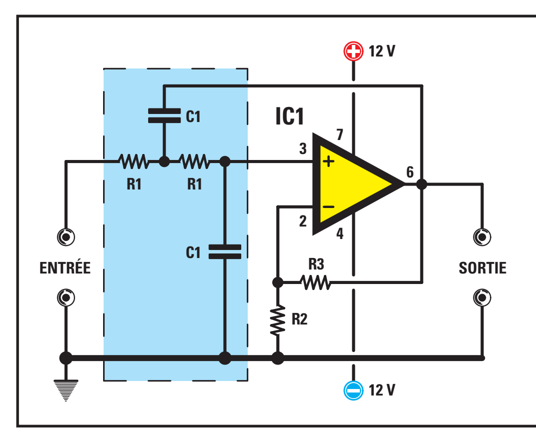
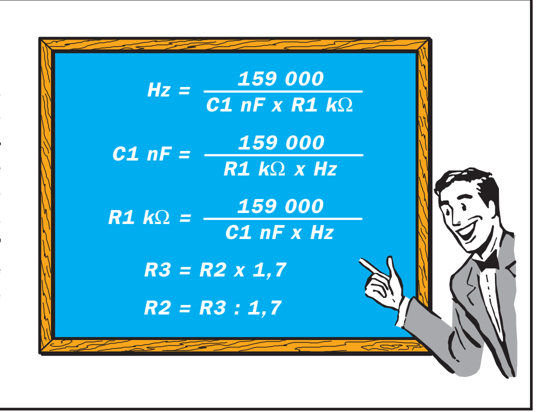


Figure 222 : Filtre passe-bas de deuxième ordre alimenté avec une tension double symétrique. Ce filtre atténue de 3 dB la fréquence de coupure et de 12 + 3 dB toutes les octaves inférieures. La valeur de la résistance R3 doit être supérieure à celle de R2 de 1,7 fois (voir texte).



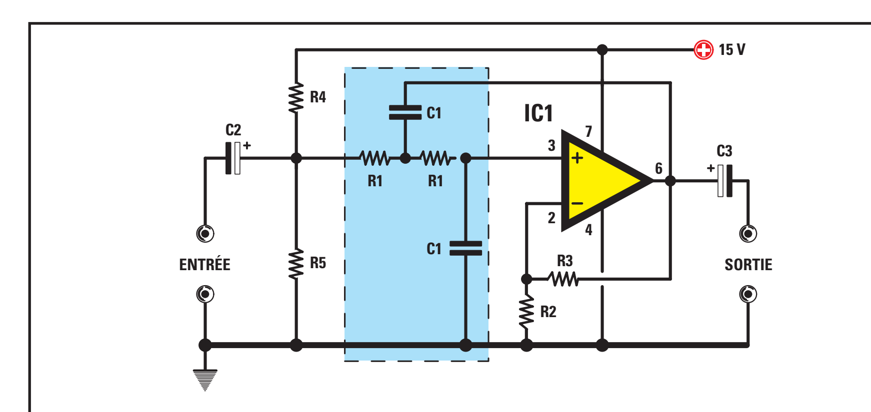


Figure 223 : Si nous voulons alimenter le filtre passe-bas de la figure 222 avec une tension simple, nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms (R4 et R5) puis appliquer un condensateur électrolytique de 10 µF à l'entrée et un à la sortie.

15,82 nF. La fréquence de coupure serait alors de :

159 000 : (100 x 15,82) = 100,5 Hz

Exemple de calcul de la capacité

Nous voulons réaliser un filtre "notch" afin d'éliminer un ronflement à 100 Hz, en utilisant 4 résistances de 150 kilohms.

Solution : 159 000 : (150 x 100) = 10,6 nF

Etant donné que cette valeur n'est pas standard, choisissons un condensateur de 10 nF : compte tenu de la tolérance, cette valeur conviendra tout à fait.

Exemple de calcul de la résistance

Nous voulons réaliser un filtre "notch" pour 100 Hz en utilisant des condensateurs de 15 nF.

Solution : 159 000 : (15 x 100) = 106 kilohms

Cette valeur n'étant pas standard, nous pouvons utiliser une résistance de 100 kilohms pour la même raison que ci-dessus.

Filtres de deuxième ordre

Nous avons vu qu'avec les filtres passe-bas ou les filtres passe-haut de 1er ordre on obtient des atténuations de 6 dB par octave. Pour obtenir des atténuations plus importantes, nous devons passer aux filtres de deuxième ordre.

Filtres passe-bas de deuxième ordre

Pour réaliser un filtre passe-bas de deuxième ordre, atténuant 12 dB par octave, on doit utiliser le schéma de la figure 222. Ce filtre est constitué de deux résistances de valeurs identiques (R1-R1) et de deux condensateurs de capacités identiques aussi (C1-C1).

Après avoir choisi les valeurs du condensateur et de la résistance, nous pouvons connaître la valeur de la fréquence de coupure en utilisant la formule :

Hertz = 159 000 : (R1 kilohms x C1 nF)

Connaissant la valeur de la fréquence de coupure et la valeur de la capacité des condensateurs ou bien la valeur des résistances, il est possible de déterminer la valeur de l'autre composant en utilisant ces deux formules :

C1 nF = 159 000 : (R1 kilohms x Hz)
R1 kilohms = 159 000 : (C1 nF x Hz)

Pour compenser les pertes, cet étage doit avoir un gain d'environ 2,7. A ce propos il est bon de rappeler que le gain de cette configuration, dont il a déjà été question dans la leçon 20 (voir la figure 106), se calcule selon la formule :

Gain = (R3 : R2) + 1

Pour simplifier les calculs, il est conseillé de choisir la valeur de R2 puis de calculer celle de R3, en faisant l'opération suivante :

R3 = R2 x 1,7

Ou alors on peut choisir la valeur de R3 puis calculer celle de R2, en effectuant l'opération suivante :

R2 = R3 : 1,7

Avec ces calculs, nous ne parviendrons pas à tomber juste sur une valeur standard. Si, en effet, nous choisissons au hasard pour R2 une valeur de 3,3 kilohms, nous devons utiliser pour R3 une valeur de :

3,3 x 1,7 = 5,610 kilohms

Si nous choisissons une valeur standard de 5,6 kilohms pour R3, nous devons utiliser pour R2 une valeur de :

5,6 : 1,7 = 3,294 kilohms

En pratique, nous pouvons utiliser sans hésiter les valeurs normalisées, 5,6 kilohms pour R3 et 3,3 kilohms pour R2.

Si nous essayons de calculer le gain, nous obtiendrons :

(5,6 : 3,3) + 1 = 2,696

En considérant que la différence entre un gain de 2,7 et un gain de 2,696 est dérisoire, nous pouvons tenir ces valeurs de résistances pour idéales.

Le filtre de la figure 222 est alimenté avec une tension double symétrique. Pour alimenter le filtre passe-bas de deuxième ordre avec une tension simple, nous devons modifier le schéma comme le montre la figure 223 : nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms et insérer, en entrée comme en sortie, un condensateur électrolytique de 10 à 22 µF (C2 et C3)

Filtres passe-haut de deuxième ordre

Pour réaliser un filtre passe-haut de deuxième ordre atténuant 12 dB par octave, on doit réaliser le schéma de la figure 224. Après avoir choisi les valeurs du condensateur et de la résistance, nous pouvons calculer la valeur de la fréquence de coupure en utilisant la formule :

Hertz = 159 000 : (R1 kilohms x C1 nF)

Connaissant la valeur de la fréquence de coupure et la valeur de capacité des condensateurs ou bien la valeur des résistances, il est possible de déterminer la valeur de l'autre composant en utilisant les deux formules :

C1 nF = 159 000 : (R1 kilohms x Hz)
R1 kilohms = 159 000 : (C1 nF x Hz)

Pour compenser les pertes, ce filtre doit avoir également un gain de 2,7 et par conséquent nous vous conseillons d'utiliser, là encore, pour R3 une valeur de 5,6 kilohms et pour R2 3,3 kilohms.

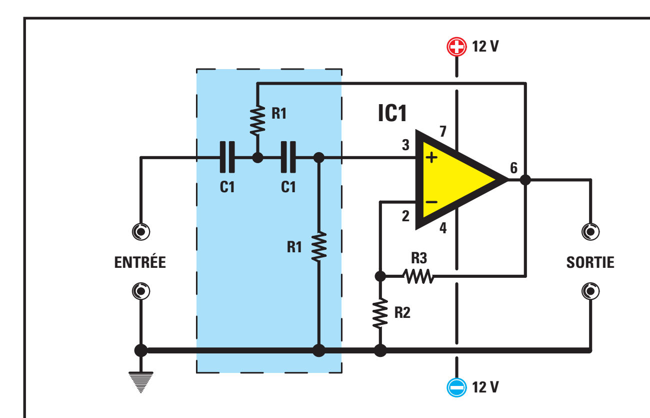
Le filtre de la figure 224 est alimenté avec une tension double symétrique. Pour alimenter le filtre passe-haut de deuxième ordre avec une tension simple, nous devons modifier le schéma comme le montre la figure 225 : nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms et insérer un condensateur électrolytique en sortie (C3). R1 au lieu d'être connectée à la masse doit l'être à la jonction des deux résistances de 10 kilohms.

Filtres “notch” de deuxième ordre

Pour réaliser un filtre “notch” de deuxième ordre, nous vous conseillons d'utiliser le schéma de la figure 226. Dans ce filtre “notch” de deuxième ordre, le signal est appliqué à l'entrée inverseuse –.

Vous le voyez, les deux condensateurs C1 appliqués à l'entrée sont reliés en parallèle car cette capacité doit avoir une valeur exactement double de celle des deux autres condensateurs C1. Même chose pour les deux résistances R1 appliquées à l'entrée : elles sont en parallèle car elles doivent avoir une valeur d'exactement la moitié de celle des deux autres résistances R1.

Entre la broche de sortie et l'entrée inverseuse, il est nécessaire de monter un second filtre en mettant deux résistances R1 en série et deux en parallèle, comme le montre la figure 226. Après avoir choisi les valeurs du condensateur et de la résistance, nous pouvons connaître la valeur de la fréquence de coupure en utilisant la formule :



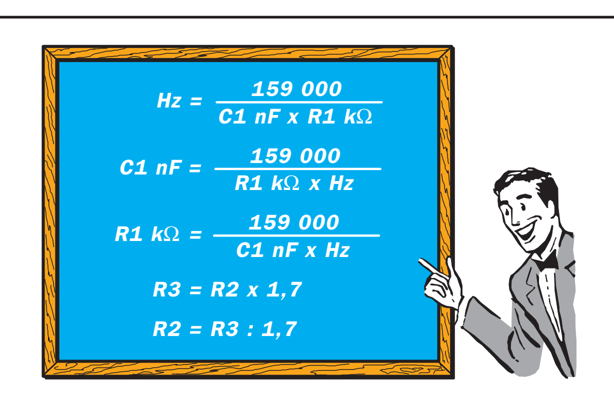


Figure 224 : Filtre passe-haut de deuxième ordre alimenté avec une tension double symétrique. Ce filtre atténue de 3 dB la fréquence de coupure et de 12 + 3 dB toutes les octaves inférieures. La valeur de R3 doit être supérieure à celle de R2 de 1,7 fois (voir texte).

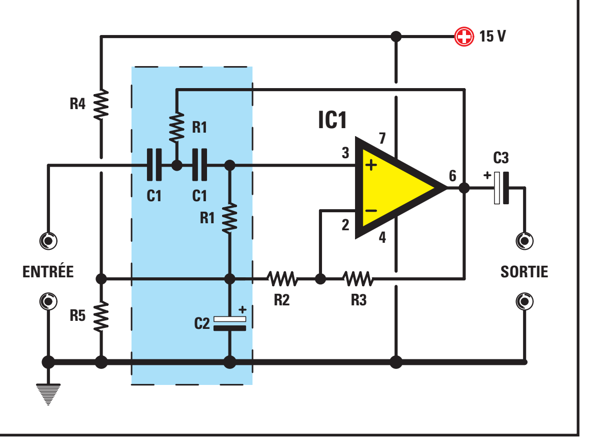


Figure 225: Si nous voulons alimenter le filtre passe-bas de la figure 224 avec une tension simple, nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms (R4 et R5) puis appliquer un condensateur électrolytique de 10 µF à la sortie de l'amplificateur opérationnel (C3).

Hertz =
159 000: (R1 kilohms x C1 nF)

Connaissant la valeur de la fréquence de coupure et celle de la capacité des condensateurs ou bien des résistances, nous pouvons déterminer la valeur de l'autre composant en utilisant les deux formules:

C1 nF =
159 000: (R1 kilohms x Hz)
R1 kilohms =
159 000: (C1 nF x Hz)

Le filtre de la figure 226 est alimenté avec une tension double symétrique. Pour alimenter le filtre "notch" de deuxième ordre avec une tension simple, nous devons modifier le schéma comme le montre la figure 228: nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms plus un condensateur électrolytique en reliant leur jonction à l'entrée non inverseuse. A l'entrée comme à la sortie, nous devons appliquer deux autres condensateurs électrolytiques d'une valeur de capacité de 10 à 22 µF.

Filtres d'ordre supérieur

Si nous voulons réaliser des filtres avec une atténuation plus grande que 12 dB par octave, nous devons mettre en série plusieurs filtres. Par exemple, si nous mettons en série un filtre de 1er ordre, atténuant 6 dB par octave et un autre de deuxième ordre, atténuant 12 dB par octave, nous obtenons un filtre dont l'atténuation est de 6 + 12 = 18 dB par octave. Si nous mettons en série deux filtres de deuxième ordre, atténuant chacun 12 dB par octave, nous obtenons un filtre avec atténuation totale de 12 + 12 = 24 dB par octave. Il va de soi que si nous voulons réaliser un filtre atténuant 36 dB par octave, nous devons mettre en série trois filtres de deuxième ordre.

Dans les filtres passe-bas ou passe-haut, chaque étage simple doit amplifier légèrement le signal appliqué sur son entrée, de façon que le signal de sortie ne soit pas atténué.

Pour modifier le gain de chaque étage simple, il suffit de faire varier la valeur des deux résistances, celle reliée entre la sortie et la broche non inverseuse et celle reliée entre cette broche et la masse. Si nous amplifions le signal plus que nécessaire, le filtre risque d'auto-osciller: par conséquent nous vous conseillons de respecter les valeurs ohmiques indiquées pour chaque étage simple (figures 229, 230, 231 et 232).

Filtres passe-bas de troisième ordre

Pour réaliser un filtre passe-bas de troisième ordre atténuant 18 dB par octave, il faut mettre en série un filtre passe-bas de 1er ordre, atténuant 6 dB par octave et un filtre passe-bas

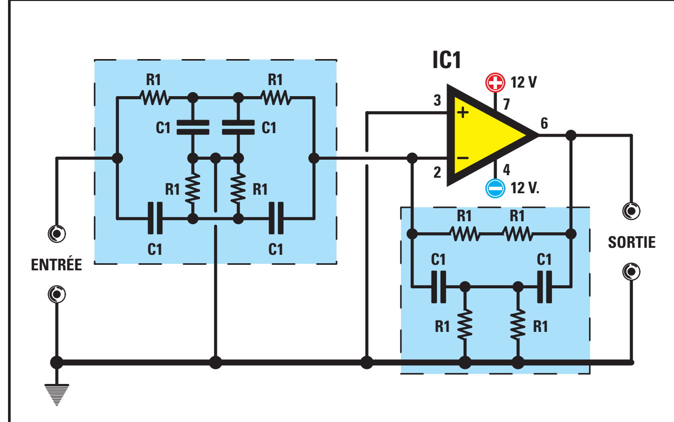


Figure 226: Pour réaliser un filtre "notch" de deuxième ordre alimenté avec une tension double symétrique, nous vous conseillons d'utiliser ce schéma.

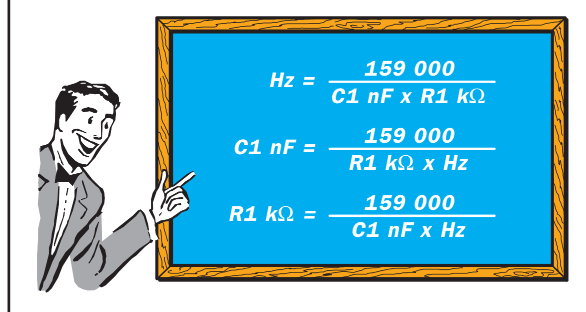


Figure 227: Pour calculer les valeurs des condensateurs C1 en nF et des résistances R1 en kilohms du filtre de la figure 226, on peut utiliser les formules écrites au tableau.

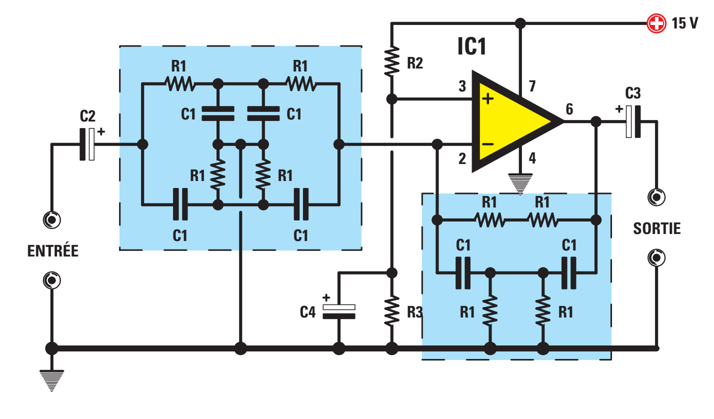


Figure 228: Pour alimenter le filtre de la figure 227 avec une tension simple, nous devons ajouter deux résistances de 10 kilohms (R2 et R3) et appliquer dans les positions notées C2, C3 et C4 des condensateurs électrolytiques de 10 µF.

de deuxième ordre, atténuant 12 dB par octave (figure 235). Pour calculer la fréquence de coupure en Hz ou bien la valeur de capacité des condensateurs C1 ou des résistances R1, nous utilisons encore les mêmes formules :

hertz = 159 000 :
(R1 kilohms x C1 nF)
C1 nF = 159 000 :
(R1 kilohms x Hz)
R1 kilohms = 159 000 :
(C1 nF x Hz)

Dans ce filtre le dernier amplificateur opérationnel, IC1-B, doit avoir un gain de 2 et par conséquent les valeurs des résistances R3 et R2 doivent être identiques. Nous avons en effet plusieurs fois répété que le gain d'un étage utilisant l'entrée non inverseuse s'obtient avec la formule :

Gain = (R3 : R2) + 1

Si nous choisissons pour R3 et R2 une valeur de 10 kilohms, nous aurons un gain de :

(10 : 10) + 1 = 2

Nous avons choisi une valeur de 10 kilohms mais, bien sûr, le même gain peut être obtenu en utilisant une autre valeur, pourvu qu'elle soit identique pour les deux résistances : 8,2 kilohms ou 12 kilohms font parfaitement l'affaire.

Le filtre passe-bas de la figure 235 est alimenté avec une tension double symétrique. Si nous voulons alimenter ce filtre avec une tension simple, nous devons relier en série le filtre de 1er ordre de la figure 210 et le filtre de deuxième ordre de la figure 223.

Filtres passe-haut de troisième ordre

Pour réaliser un filtre passe-haut de troisième ordre atténuant 18 dB par octave, il faut là encore relier en série un filtre passe-haut de 1er ordre, atténuant 6 dB par octave et un filtre passe-haut de deuxième ordre, atténuant 12 dB par octave. La figure 236 donne le schéma d'un filtre passe-haut de troisième ordre. Pour calculer la valeur de la fréquence en Hz ou celle des condensateurs ou des résistances, les formules sont toujours les mêmes :

Hertz = 159 000 :
(R1 kilohms x C1 nF)
C1 nF = 159 000 :
(R1 kilohms x Hz)
R1 kilohms = 159 000 :
(C1 nF x Hz)

Pour ce filtre aussi, le dernier amplificateur opérationnel IC1-B doit être calculé pour un gain de 2 et par conséquent, comme nous l'avons déjà précisé pour le filtre passe-bas, les deux résistances R3 et R2 doivent être de valeurs identiques. Dans ce cas aussi, nous vous conseillons d'utiliser deux résistances de 10 kilohms.

Le filtre passe-haut de la figure 236 est alimenté avec une tension double symétrique. Si nous voulons alimenter ce filtre avec une tension simple, nous devons mettre en série le filtre de 1er ordre de la figure 212 et le filtre de deuxième ordre de la figure 225.

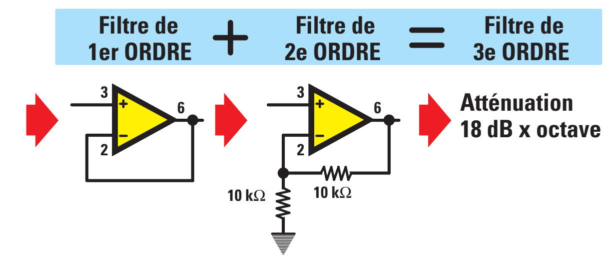


Figure 229 : Dans un filtre de troisième ordre, deux résistances de même valeur ohmique (10 kilohms) sont reliées au premier amplificateur opérationnel.

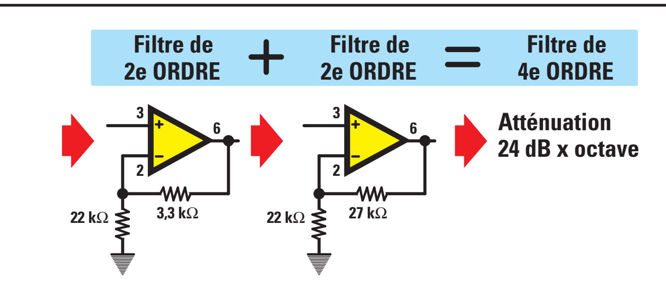


Figure 230 : Dans un filtre de quatrième ordre, on connecte sur le 1er amplificateur opérationnel à gauche des résistances de 3,3 kilohms et 22 kilohms et sur le second à droite des résistances de 27 kilohms et 22 kilohms.

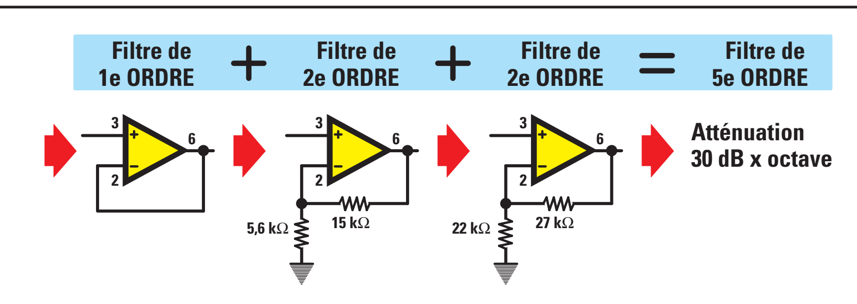


Figure 231 : Dans un filtre de cinquième ordre, on connecte sur les deux amplificateurs opérationnels les valeurs exactes indiquées par la figure.

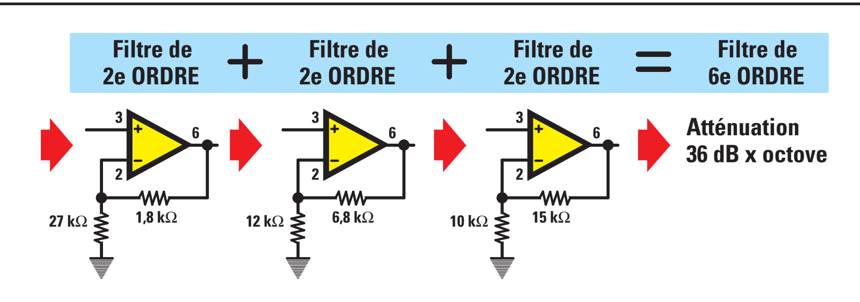


Figure 232 : Dans un filtre de sixième ordre, on connecte sur les trois amplificateurs opérationnels les valeurs exactes indiquées par la figure.

Filtre passe-bas de quatrième ordre

Pour réaliser un filtre passe-bas de quatrième ordre, atténuant 24 dB par octave, nous devons relier en série deux filtres passe-bas de deuxième ordre, atténuant chacun 12 dB par octave (figure 238). Après avoir choisi la valeur des condensateurs C1 et des résistances R1, nous pouvons calculer la valeur de la fréquence de coupure en utilisant la formule :

Hertz = 159 000 : (R1 kilohms x C1 nF)

Dans ce filtre de quatrième ordre, le premier amplificateur opérationnel IC1-A doit avoir un gain de 1,15 et le second, IC1-B, un gain de 2,22. Connaissant la valeur de la résistance R3, nous pouvons déterminer celle de R2 en effectuant l'opération :

R2 = R3 : (1,15 - 1)

Connaissant la valeur de R2 nous pouvons déterminer celle de R3 en effectuant l'opération :

R3 = R2 x (1,15 - 1)

Nous vous conseillons d'utiliser pour R3 une valeur de 3,3 kilohms et pour R2 de 22 kilohms. En effet, si nous calculons quel gain nous obtenons avec ces valeurs, avec la formule :

Gain = (R3 : R2) + 1

nous trouvons :

(3,3 kilohms : 22 kilohms) + 1 = 1,15

L'amplificateur opérationnel IC1-B doit avoir un gain de 2,22 : par conséquent, si nous connaissons déjà la valeur de la résistance R5, nous pouvons déterminer la valeur de R4 en effectuant cette opération :

R4 = R5 : (2,22 - 1)

Connaissant en revanche la valeur de la résistance R4, nous pouvons trouver celle de R5 en effectuant cette opération :

R5 = R4 x (2,22 - 1)

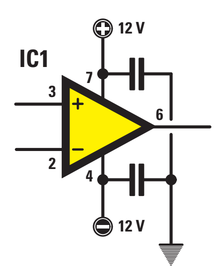
Nous vous conseillons d'utiliser pour R5 une valeur de 27 kilohms et pour R4 22 kilohms. En effet, si nous calculons quel gain nous trouvons avec ces valeurs avec la formule :

gain = (R5 : R4) + 1

cela donne :

(27 : 22) + 1 = 2,22

Le filtre de quatrième ordre de la figure 238 est alimenté avec une tension double symétrique. Pour alimenter ce filtre avec une tension simple, nous devons relier en série deux filtres de deuxième ordre identiques à ceux de la figure 223.



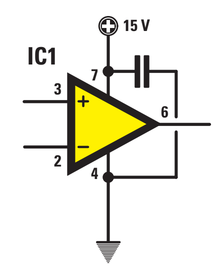


Figure 233 : Même si dans les schémas électriques de cette leçon les condensateurs devant être insérés entre les deux broches d'alimentation et la masse n'ont pas été indiqués, il faut toujours placer ces condensateurs céramiques ou polyesters de 100 nF comme le montre la figure. En outre, n'oubliez pas que dans les circuits intégrés à un seul amplificateur opérationnel, la broche d'alimentation positive est la broche 7, alors que dans les circuits intégrés à deux amplificateurs opérationnels c'est la broche 8. Dans les circuits intégrés à 4 amplificateurs opérationnels, la broche d'alimentation positive est la 4 et la négative la 11 (voir figure 234).

Filtre passe-haut de quatrième ordre

Pour réaliser un filtre passe-haut de quatrième ordre atténuant 24 dB par octave, nous devons relier en série deux filtres passe-haut de deuxième ordre. La figure 239 donne le schéma d'un filtre passe-haut de quatrième ordre.

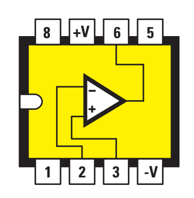
Les formules pour calculer la valeur de la fréquence, des résistances ou des condensateurs, sont les mêmes que pour les filtres précédents :

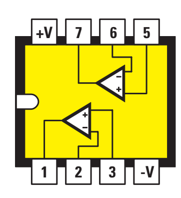
hertz = 159 000 : (R1 kilohms x C1 nF)
C1 nF = 159 000 : (R1 kilohms x Hz)
R1 kilohms = 159 000 : (C1 nF x Hz)

Pour ce filtre de quatrième ordre aussi le premier amplificateur opérationnel IC1-A doit avoir un gain de 1,15 et le second amplificateur opérationnel de 2,22. Les calculs déjà effectués pour le filtre passe-bas valent aussi pour le filtre passe-haut et les valeurs à utiliser sont donc les mêmes :

R3 = 3,3 kilohms
R2 = 22 kilohms
R5 = 27 kilohms
R4 = 22 kilohms

Le filtre de quatrième ordre de la figure 239 est alimenté avec une tension double symétrique. Pour alimenter ce filtre avec une tension simple, nous devons mettre en série deux filtres de deuxième ordre identiques à celui de la figure 225.





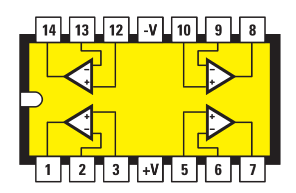


Figure 234 : Brochages vus de dessus des circuits intégrés à 1, 2 ou 4 amplificateurs opérationnels.

Pour conclure

Les débutants auront sans doute trouvé cette leçon sur les filtres plutôt ennuyeuse, mais nous pouvons vous assurer que si un de ces jours vous devez calculer un filtre, vous partirez à la recherche de cette leçon et vous la relirez avec intérêt, car ce que nous avons expliqué dans ces pages, vous ne le trouverez dans aucun autre livre.

Pour acquérir un peu de pratique dans le domaine des filtres, nous vous conseillons d'essayer de calculer les valeurs des condensateurs C1 ou des résistances R1 en choisissant au hasard la fréquence de coupure.

Par exemple, si nous vous demandions de calculer un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 400 Hz, vous pourriez être en difficulté car vous ne savez pas quelle valeur de capacité ou de résistance choisir pour ce filtre. Pour résoudre le problème, il suffira de consulter le Tableau 6 de cette leçon : il conseille de choisir, pour la gamme de fréquence de 100 à 500 Hz, des condensateurs de 33 à 120 nF. Une fois choisie la valeur du condensateur, vous pouvez tout de suite calculer la valeur de R1 avec la formule :

R1 kilohms =
159 000 : (C1 nF x Hz)

La capacité du condensateur est choisie de façon à, obtenir pour R1 une valeur la plus proche possible de la valeur standard, par conséquent il convient d'effectuer toutes ces opérations :

159 000 : (33 nF x 440) =
10,95 kilohms
159 000 : (39 nF x 440) =
9,26 kilohms
159 000 : (47 nF x 440) =
7,68 kilohms
159 000 : (56 nF x 440) =
6,45 kilohms
159 000 : (68 nF x 440) =
5,31 kilohms

Vous aurez déjà noté que 10,95 kilohms est une valeur très proche de 10 kilohms, par conséquent pour ce filtre vous pourrez utiliser, pour C1, une capacité de 33 nF et pour R1 une résistance de 10 kilohms.

Pour connaître la fréquence de coupure obtenue avec ces deux valeurs, utilisez la formule :

Hertz = 159 000 :
(R1 kilohms x C1 nF)
159 000 : (10 x 33) = 481 Hz

Etant donné que les condensateurs et les résistances ont une tolérance, vous n'obtiendrez jamais, dans la pratique, une fréquence de 481 Hz. Quoi qu'il en soit, pour diminuer la fréquence de coupure, vous pouvez appliquer en parallèle aux condensateurs C1 un second condensateur de 2,7 nF, de manière à obtenir une capacité totale

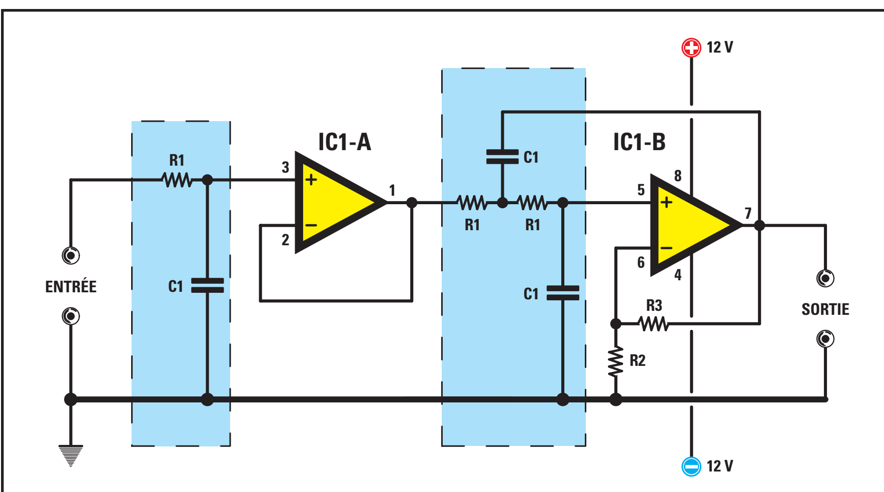


Figure 235 : Pour réaliser un filtre passe-bas de troisième ordre capable d'atténuer de 18 dB toutes les octaves supérieures, il suffit de mettre en série un filtre de 1er ordre (figure 209) et un filtre de deuxième ordre (figure 222). Pour calculer la fréquence de coupure en Hz ou bien les valeurs de C1 ou de R1, on utilise les formules écrites sur le tableau noir de la figure 237.
Note : Dans ce filtre, la valeur des résistances R2 et R3 doit être de 10 kilohms.

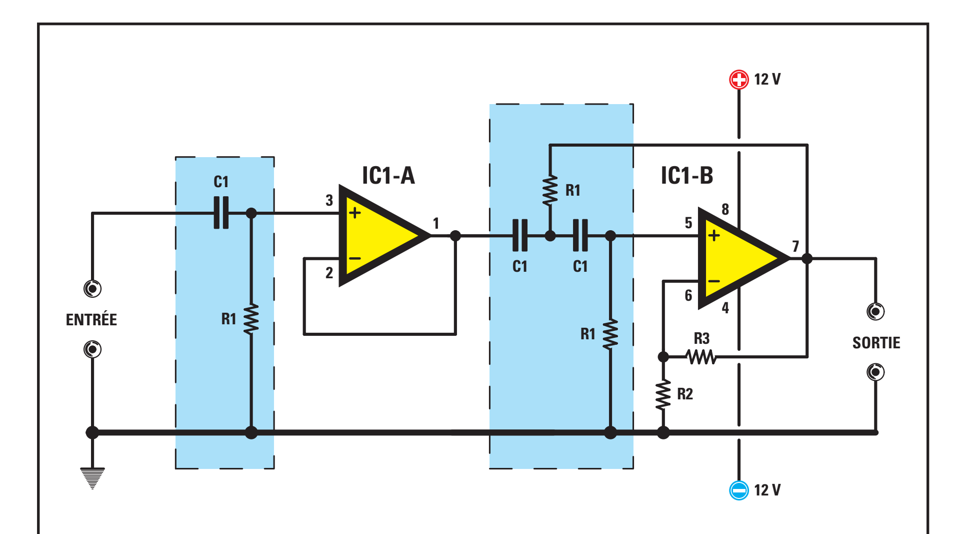


Figure 236 : Pour réaliser un filtre passe-haut de troisième ordre capable d'atténuer de 18 dB toutes les octaves inférieures, il suffit de mettre en série un filtre de 1er ordre (figure 211) et un filtre de deuxième ordre (figure 224). Pour calculer la fréquence de coupure en Hz ou bien les valeurs de C1 ou de R1, on utilise les formules écrites au tableau noir de la figure 237.
Note : Dans ce filtre, la valeur des résistances R2 et R3 doit être de 10 kilohms.

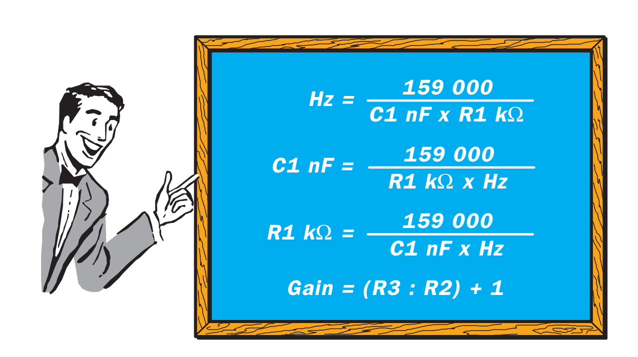


Figure 237 : Au tableau noir, on a écrit toutes les formules à utiliser pour calculer un filtre passe-bas ou un filtre passe-haut. Nous vous rappelons que la valeur des condensateurs C1 est en nF et celle des résistances R1 en kilohms.

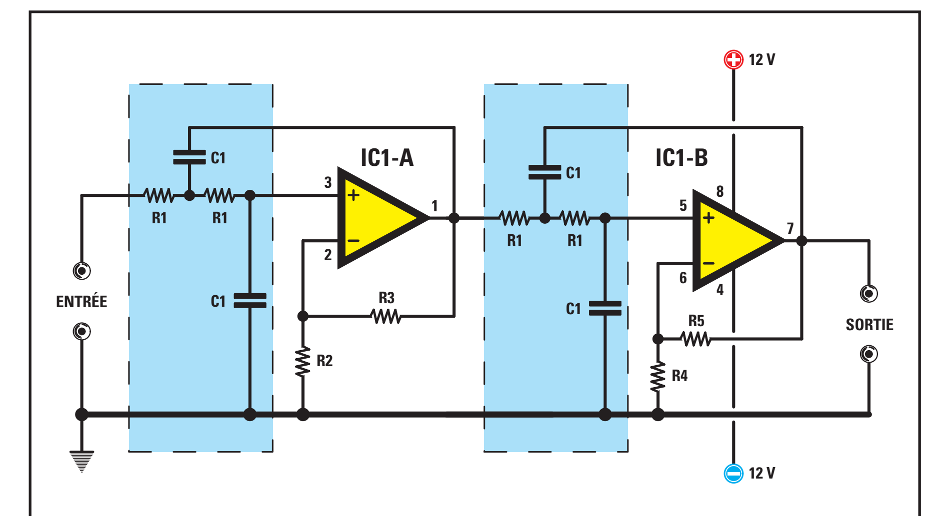


Figure 238 : Pour réaliser un filtre passe-bas de quatrième ordre capable d'atténuer de 24 dB toutes les octaves supérieures, il suffit de mettre en série deux filtres de deuxième ordre comme le montre la figure 222. Pour calculer la fréquence de coupure ou bien la valeur des condensateurs C1 ou celle des résistances R1, on utilise les formules écrites au tableau noir de la figure 240.

Figure 239 : Pour réaliser un filtre passe-haut de quatrième ordre capable d'atténuer de 24 dB toutes les octaves inférieures, il suffit de mettre en série deux filtres de deuxième ordre comme le montre la figure 224. Pour calculer la fréquence de coupure ou bien la valeur des condensateurs C1 ou celle des résistances R1, on utilise les formules écrites au tableau noir de la figure 240. Note : Dans ce filtre, la valeur de R3 doit être de 3,3 kilohms et celle de R2 22 kilohms. La valeur de R5 doit être de 27 kilohms et celle de R4 22 kilohms.

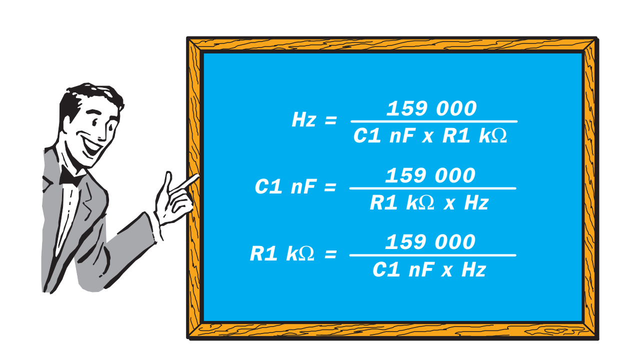


Figure 240 : Au tableau noir on a écrit toutes les formules à utiliser pour calculer un filtre passe-bas ou un filtre passe-haut. Rappelez-vous que la valeur des condensateurs C1 est en nF et celle des résistances R1 est en kilohms.

de 35,7 nF ou bien connecter en série avec R1 une seconde résistance de 820 ohms, de manière à obtenir une valeur ohmique de 10,82 kilohms.

159 000 : (10 x 35,7) = 445 Hz
159 000 : (10,82 x 33) = 445 Hz

Si nous vous demandions maintenant de calculer un filtre passe-haut avec fréquence de coupure de 3 500 Hz, tout de suite vous vous demanderiez quelle valeur de capacité ou de résistance utiliser. Là encore, il suffit de consulter le Tableau 6 : pour la gamme de fréquence de 1 000 à 5 000 Hz, il conseille de prendre des valeurs entre 3,9 et 15 nF.

Pour savoir avec quelle capacité vous pourrez obtenir pour R1 une valeur voisine de la valeur standard, vous devez effectuer ces opérations :

159 000 : (4,7 nF x 3 500) = 9,66 kilohms
159 000 : (5,6 nF x 3 500) = 8,11 kilohms
159 000 : (6,8 nF x 3 500) = 6,68 kilohms
159 000 : (8,2 nF x 3 500) = 5,54 kilohms
159 000 : (10 nF x 3 500) = 4,54 kilohms
159 000 : (12 nF x 3 500) = 3,78 kilohms

Vous l'aurez remarqué, 8,11 kilohms est une valeur très proche de la valeur standard de 8,2 kilohms et, par conséquent, pour ce filtre vous pouvez choisir pour C1 une valeur de capacité de 5,6 nF et pour R1 une valeur de résistance de 8,2 kilohms. Avec ces deux valeurs, vous obtiendrez une valeur de fréquence de coupure de :

159 000 : (5,6 nF x 8,2 kilohms) = 3 462 Hz

Vous pouvez aussi choisir la valeur standard de 6,8 kilohms, très proche de 6,68 kilohms : dans ce cas, vous pouvez utiliser un condensateur de 6,8 nF et une résistance standard de 6,8 kilohms, valeurs avec lesquelles vous obtiendrez une fréquence de coupure de :

159 000 : (6,8 nF x 6,8 kilohms) = 3 438 Hz

Si vous voulez augmenter cette fréquence, vous pouvez mettre en parallèle deux condensateurs de 3,3 nF (obtenant ainsi une capacité totale de 6,6 nF), ce qui donnera une fréquence de :

159 000 : (6,6 nF x 6,8 kilohms) = 3 542 Hz

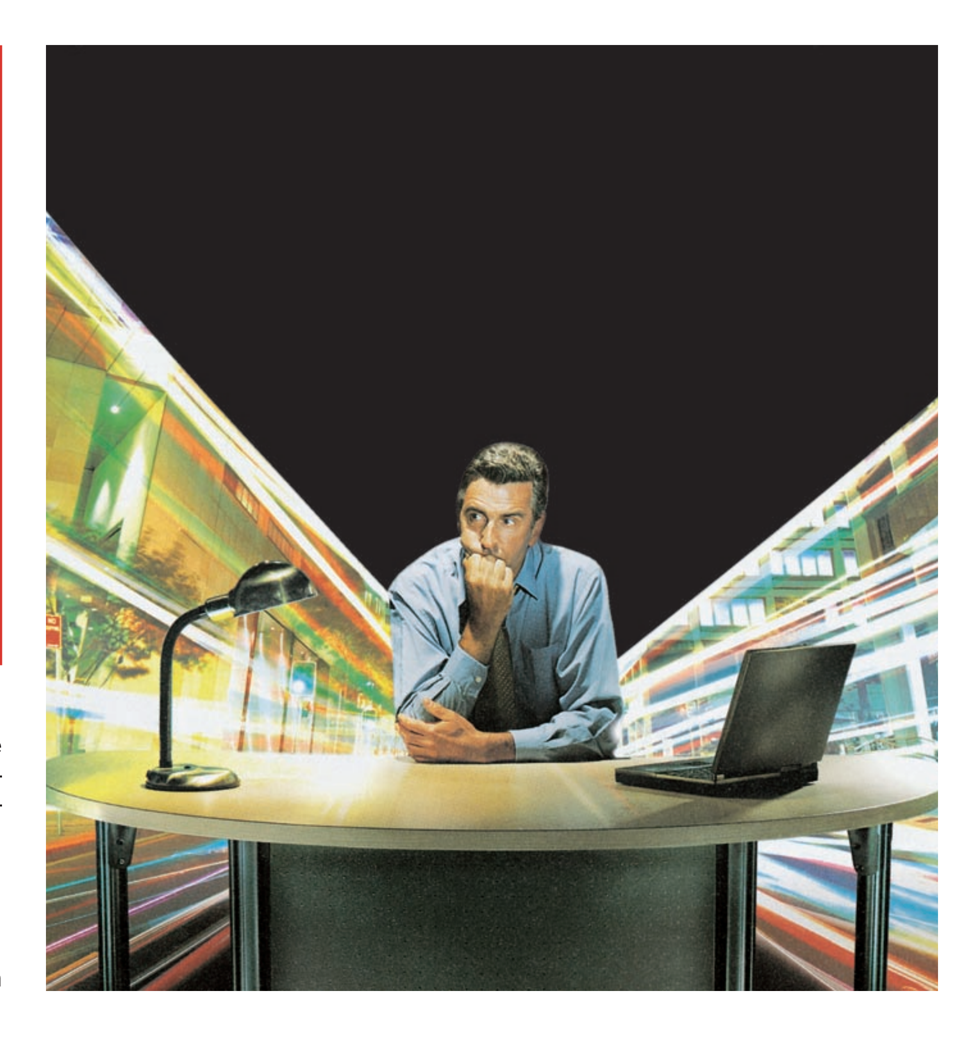
Les valeurs de fréquence obtenues avec ces calculs sont approximatives, à cause de la tolérance des condensateurs et des résistances. ◆

NIVEAU 2
LEÇON N°34-1

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Quid des dB (1)

Le décibel (symbole dB), est une unité de mesure logarithmique conventionnelle utilisée en acoustique, en téléphonie et en électronique. Pour trouver la valeur des décibels, on calcule le logarithmique décimal (base 10) du rapport existant entre le niveau du signal appliqué à l'entrée et le niveau du signal prélevé en sortie, exprimé en tension ou en puissance. Si le signal prélevé en sortie est supérieur à celui appliqué en entrée, nous avons un gain. Si le signal prélevé en sortie est inférieur à celui appliqué en entrée, nous avons une atténuation.



Dans tous les cours vous trouverez que, pour calculer les dB, il suffit d'avoir une calculatrice et d'utiliser ces deux formules simples. Pour les niveaux de tension, en volts (figure 1) :

dB =
20 x log (volts sortie : volts entrée)

Pour les niveaux de puissance, en watts (figure 2) :

dB =
10 x log (watts sortie : watts entrée)

Certes, mais nous ajoutons pour notre part que, pour effectuer cette opération, il faut une calculatrice scientifique et non une calculatrice standard. En plus il faut savoir l'utiliser pour calculer le logarithme d'un nombre.

Si vous avez un ordinateur, ce qui est très probablement le cas, pour faire apparaître la calculatrice standard ou bien la calculatrice scientifique vous n'avez qu'à suivre la procédure (ultra simple) ci-après :

- cliquez sur Démarrer (figure 3),
- pointez sur Programmes,
- placez le curseur sur Accessoires,
- cherchez Calculatrice et cliquez sur ce nom (le clavier d'une calculatrice apparaît à l'écran, figure 4),
- cliquez alors sur Visualiser de manière à choisir la standard ou la scientifique (figure 4),
- cliquez sur Scientifique pour la faire apparaître (figure 5).

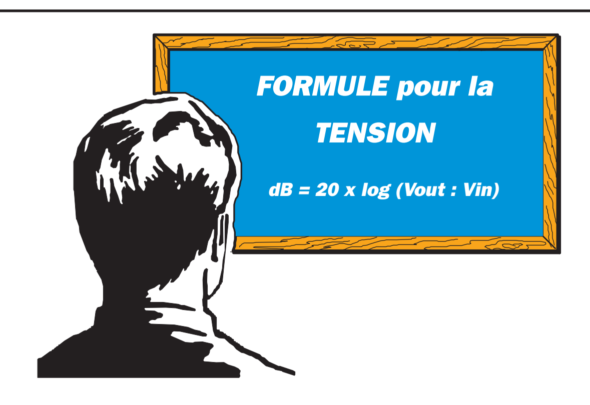


Figure 1 : Pour calculer les dB en tension, il faut connaître le rapport existant entre les volts prélevés à la sortie (Vout) et les volts appliqués à l'entrée (Vin). Le texte explique comment utiliser la calculatrice scientifique cachée dans votre ordinateur.

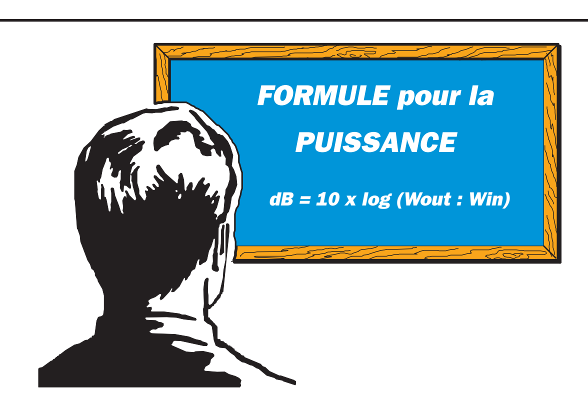


Figure 2 : Pour calculer les dB en puissance, il faut connaître le rapport existant entre les watts prélevés à la sortie (Wout) et les watts appliqués à l'entrée (Win). Si vous ne voulez pas utiliser une calculatrice scientifique, vous trouverez à la fin de l'article une Table des dB complète.

En effet, pour calculer des logarithmes vous aurez besoin de cette dernière.

Calculer les dB quand on connaît le rapport d'une tension

Pour calculer le gain ou l'atténuation en dB d'un étage préamplificateur en fonction de la tension, il faut connaître l'amplitude en volts du signal appliqué à l'entrée et l'amplitude en volts du signal prélevé à la sortie. Supposons par exemple que l'on applique à l'entrée de l'étage préamplificateur un signal de 1,4 V et que l'on prélève en sortie un signal d'environ 5,98 V, sachant que la formule pour trouver les dB en fonction de la tension est la suivante :

dB =
20 x log (volts sortie : volts entrée)

la première opération à exécuter est de calculer le rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée :

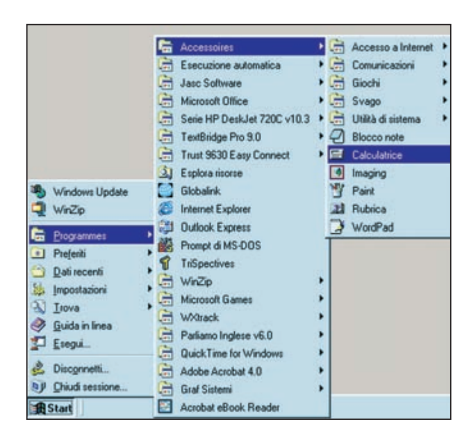


Figure 3 : Pour faire apparaître à l'écran la calculatrice, cliquez sur Démarrer, pointez sur Programmes. Dans la fenêtre de droite, pointez sur Accessoires et dans la fenêtre encore à droite, cliquez sur Calculatrice.

5,98 : 1,4 =
4,27 rapport entre les deux tensions

Connaissant le rapport, calculons le logarithme de 4,27 et, pour ce faire, tapons avec le pointeur et le clic gauche de la souris le nombre 4,27 sur la calculatrice, puis cliquons sur la touche Log. Dans la fenêtre en haut à droite apparaît le nombre 0,6304 (figure 7).

Cliquons maintenant sur la touche * (signe de la multiplication) puis tapons 20 (le nombre 0,6304 sera



Figure 4 : Si à l'écran apparaît le clavier d'une calculatrice standard, pour faire apparaître la calculatrice scientifique cliquez sur Visualiser puis sur Scientifique.

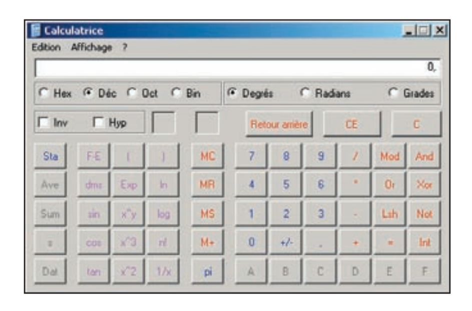


Figure 5 : Voici la calculatrice scientifique que vous avez appelée et qui va vous servir à calculer la valeur des dB, comme cela est expliqué dans les figures 7 à 14.

multiplié par 20) et enfin faisons Entrée (dans la fenêtre du haut apparaît le nombre 12,608 : ce sont des dB, voir figure 8).

4,27 log = 0,6304
0,63*20 = 12,608

Si nous consultons une Table des dB, nous voyons qu'un gain de 12,6 dB



Figure 6 : Si l'on applique à l'entrée d'un préamplificateur un signal de 1,4 V et si à la sortie on prélève un signal de 5,98 V, nous pouvons savoir quel est son gain en dB en calculant le logarithme du rapport entre ces tensions et en multipliant le résultat par 20, comme cela est expliqué dans les figures 7 et 8.



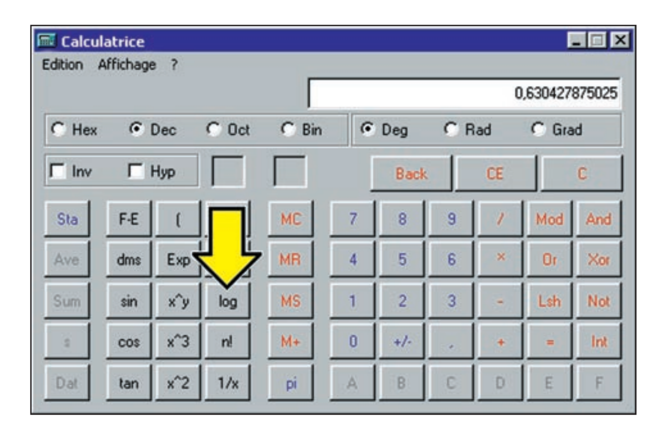


Figure 7 : Après avoir calculé le rapport entre les volts de sortie et les volts d'entrée, dans notre exemple 4,27, tapons ce nombre puis cliquons sur la touche Log. Le résultat apparaissant dans la fenêtre en haut doit ensuite être multiplié par 20.

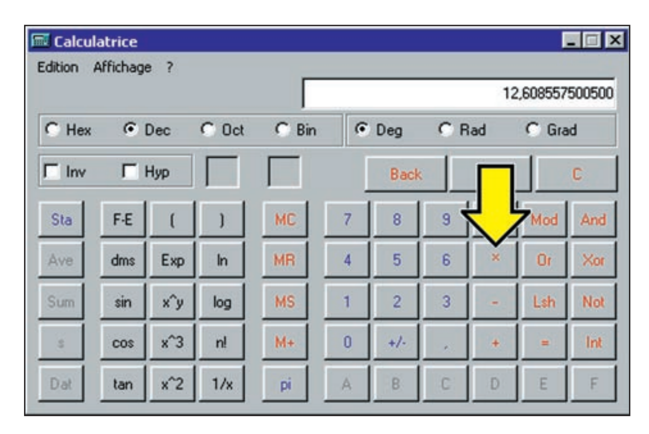


Figure 8 : Pour trouver la valeur en dB du rapport de tension 4,27, nous devons cliquer sur la touche * (multiplication) puis taper 20 et enfin faire Entrée. Le résultat apparaissant en haut donne les dB correspondant au rapport de tension 4,27.

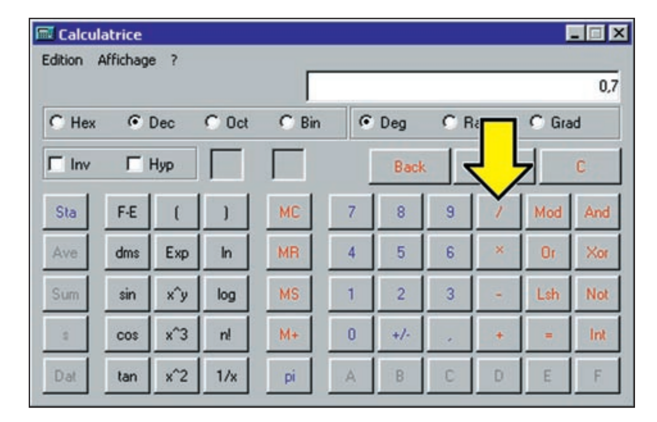


Figure 9 : Si nous connaissons une valeur exprimée en dB et si nous voulons le rapport en tension correspondant, nous devons tout d'abord diviser les dB par 20. Par exemple, une valeur de 14 dB, divisée par 20.

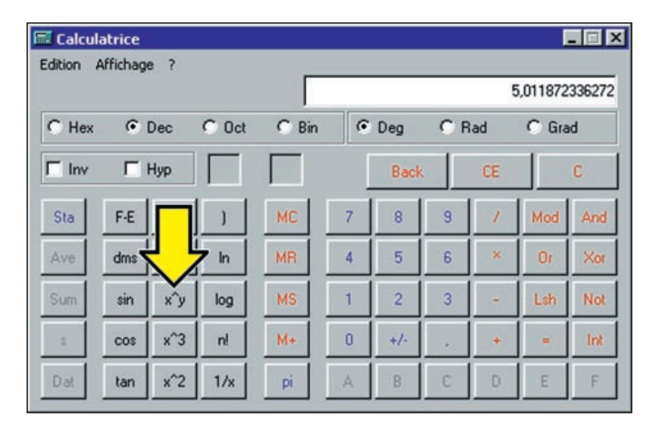


Figure 10 : Après avoir tapé 10, soit le log en base 10, cliquons sur la touche X^Y, puis tapons 0,7 (résultat de 14 : 20), puis faisons Entrée et la fenêtre du haut affiche le rapport en tension 5,0118.

(en effet, nous avons pris en considération 2 décimales après la virgule seulement) correspond à une augmentation en tension, un gain en tension, de 4,266 fois.

Calculer le gain en tension quand on connaît seulement la valeur en dB

Si nous connaissons le gain exprimé en dB d'un étage amplificateur et si nous voulons savoir de combien de fois est amplifié en tension le signal appliqué à l'entrée, nous devons utiliser la formule :

rapport en tension =
10 ^ (dB : 20)

Supposons que l'étage amplificateur examiné ait un gain en tension de 14 dB, la première opération à effectuer est de diviser les 14 dB par le nombre 20 :

14 : 20 = 0,7

Toujours en utilisant la calculatrice scientifique tapons 10 puis nous cliquons sur la touche x^y (voir figure 10), puis tapons 0,7 et enfin faisons Entrée.

10 x^y 0,7 =
5,0118 rapport signal en volts

Note : la touche x^y visible figure 10 sert à élever à la puissance y, dans notre cas 0,7, le nombre x, dans notre exemple 10.

Si nous contrôlons dans une Table des dB, nous voyons qu'un rapport en tension de 14 dB correspond à un gain de :

5,012 fois
(nombre arrondi par excès)

Donc si à l'entrée de cet amplificateur nous appliquons un signal dont l'amplitude atteint une valeur de 0,2 V, à sa sortie nous prélevons un signal de :

0,2 x 5,012 = 1,00 V

Si à l'entrée de ce même amplificateur nous appliquons un signal dont l'amplitude atteint la valeur de 1,3 V, à sa sortie nous prélevons un signal de :

1,3 x 5,012 = 6,51 V

Calculer les dB quand on connaît le rapport d'une puissance

Pour calculer le gain ou l'atténuation en dB en fonction de la puissance d'un étage amplificateur, il faut connaître la puissance en watts du signal appliqué à l'entrée et la puissance en watts du signal prélevé à la sortie.

Supposons qu'on applique à l'entrée d'un étage amplificateur de puissance un signal de 2 watts et qu'on prélève à sa sortie 15,5 watts, sachant que la formule pour trouver les dB d'une puissance est la suivante :

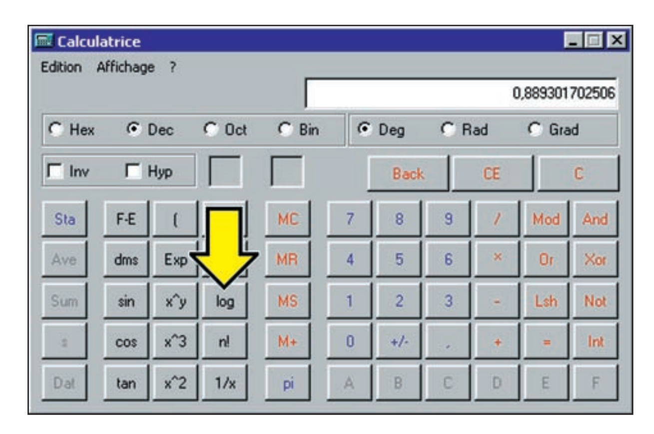


Figure 11: Après avoir calculé le rapport entre les watts de sortie et les watts d'entrée, dans notre exemple 7,75, tapons ce nombre puis cliquons sur la touche Log. Le résultat apparaissant dans la fenêtre du haut doit être multiplié par 10.

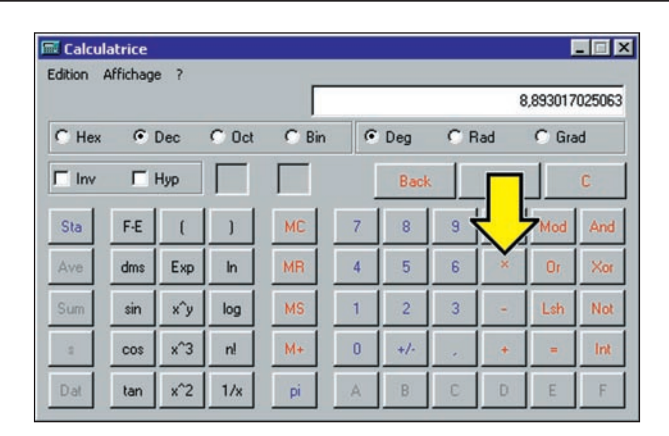


Figure 12: Pour trouver la valeur en dB du rapport de puissance 7,75, nous devons cliquer sur la touche * (multiplication) puis taper 10 et enfin faire Entrée. Le résultat apparaissant en haut donne les dB correspondant au rapport de puissance 7,75.

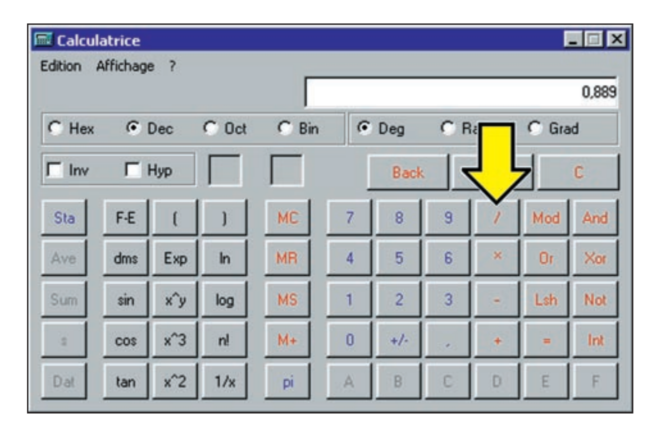


Figure 13: Si nous connaissons une valeur exprimée en dB et si nous voulons le rapport en puissance correspondant, nous devons tout d'abord diviser les dB par 10. Par exemple, une valeur de 8,89 dB, divisée par 10.

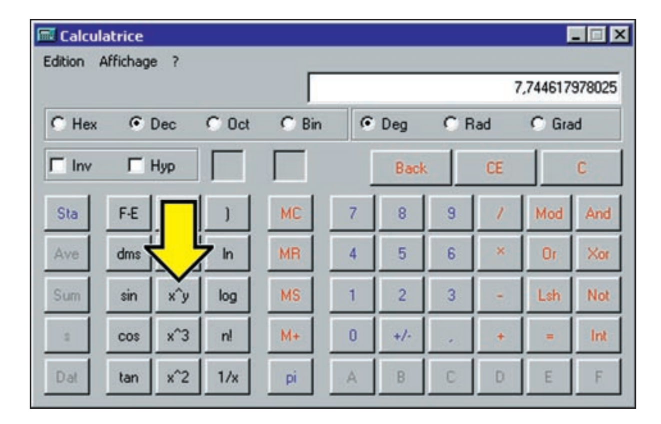


Figure 14: Après avoir tapé 10, soit le log en base 10, cliquons sur la touche X^Y, puis tapons 0,889 (résultat de 8,89: 10), puis faisons Entrée et la fenêtre du haut affiche le rapport en tension 7,744.

dB = 10 x log
(watts sortie: watts entrée)

la première opération à exécuter est de calculer le rapport entre la puissance prélevée à la sortie et celle appliquée en entrée:

15,5: 2 = 7,75
(rapport entre les deux puissances)

Connaissant le rapport entre les deux puissances, calculons, toujours en utilisant la calculatrice scientifique, le logarithme de 7,75: tapons le nombre 7,75 puis cliquons sur la touche Log. Dans la fenêtre en haut à droite apparaît le nombre 0,8893 (figure 11).

Cliquons maintenant sur la touche * (signe de la multiplication), puis tapons 10 (le nombre 0,8893 est multiplié par 10) et enfin faisons Entrée: dans la fenêtre du haut apparaît le nombre 8,89 dB (figure 12).

7,75 log = 0,8893

0,8893*10 = 8,89 dB

Si nous regardons dans la Table des dB, nous voyons qu'une augmentation de puissance de 7,75 fois correspond à un gain de 8,89 dB.

Calculer le gain en puissance quand on connaît seulement la valeur en dB

Comme pour les volts, pour les watts aussi il est possible de faire l'opération inverse, soit de calculer combien de fois est amplifié en puissance un signal appliqué à l'entrée d'un amplificateur dont on connaît le gain en dB. La seule différence entre cette formule et la précédente est le diviseur: c'est 10 au lieu de 20. Ce qui donne la formule ci-dessous:

rapport en puissance =
10 ^ (dB: 10)

Supposons que l'étage amplificateur examiné ait un gain de 8,89 dB, la première opération à exécuter est de diviser la valeur en dB par le nombre 10 (figure 13):

8,89: 10 = 0,889

Toujours en utilisant la calculatrice scientifique tapons 10, puis cliquons sur la touche x^y puis tapons le nombre 0,889 et enfin faisons Entrée:

10 x^y 0,889 =
7,744 rapport signal en watts

Donc si à l'entrée de cet étage amplificateur nous appliquons un signal de 0,15 watt, nous prélevons à la sortie un signal de:

0,15 x 7,744 = 1,16 watt

Si à l'entrée de ce même amplificateur nous appliquons un signal de 2 watts, à sa sortie nous prélevons un signal de:

2 x 7,744 = 15,48 watts

Convertir un rapport de tension en puissance et vice-versa

Si nous connaissons le rapport en tension nous pouvons trouver le rapport en puissance en élevant le nombre au carré. Si nous prenons par exemple une valeur de 12 dB, nous savons qu'elle correspond à un rapport de tension de 3,981 fois.

Si nous voulons obtenir le rapport en puissance correspondant, nous devons seulement élever au carré le nombre du rapport en tension :

3,981 x 3,981 = 15,8483 rapport en puissance arrondi à 15,85

Il suffit de regarder la Table des dB, dans la colonne Tension et dans la colonne Puissance, les valeurs correspondant à 12 dB et nous trouvons :

dB	Tension	Puissance
12 dB	3,981	15,85

Quand on connaît le rapport en puissance, on peut trouver le rapport en tension en calculant la racine carrée du nombre. Afin de simplifier notre opération, prenons 12 dB car nous savons déjà que son rapport de puissance est de 15,85 fois. Si maintenant nous voulons connaître la valeur correspondante du rapport en tension, il suffit d'extraire sa racine carrée :

$\sqrt{15,85}$ = 3,981 rapport de tension

Les dB utilisés comme gain ou bien comme atténuation

Le rapport correspondant aux dB peut être utilisé pour calculer un gain ou une atténuation. Si nous voulons exprimer un gain, avec le rapport reporté dans la colonne Tension ou Puissance (voir Table des dB), nous devons effectuer une multiplication, alors que si nous voulons exprimer une atténuation, nous devons effectuer une division.

Premier exemple : un transistor a un gain de 12 dB et nous voulons savoir quelle tension peut être prélevée à sa sortie quand nous appliquons à son entrée un signal dont l'amplitude est de 2 V (figure 15).

Solution : en regardant dans la Table des dB nous trouvons que 12 dB correspond à un rapport en tension de 3,981 et donc à la sortie nous prélèverons un signal de :

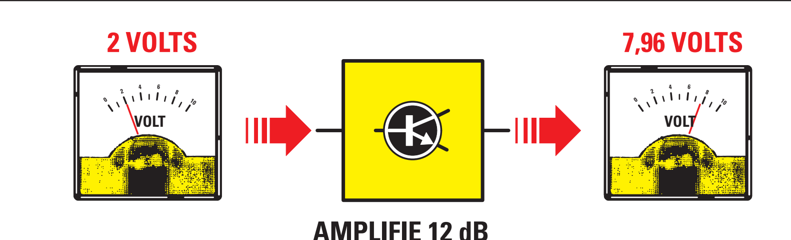


Figure 15 : Si nous appliquons à l'entrée d'un transistor ayant un gain de 12 dB (soit un rapport en tension de 3,981) un signal de 2 V, nous prélevons à la sortie un signal de : 2 x 3,981 = 7,96 V.

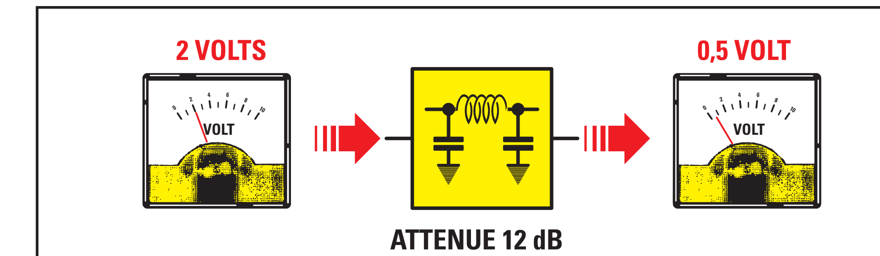


Figure 16 : Si nous appliquons à l'entrée d'un filtre atténuant de 12 dB (soit un rapport en tension de 3,981) un signal de 2 V, nous prélevons à la sortie un signal de seulement : 2 : 3,981 = 0,5 V.

2 x 3,981 = 7,96 V

Second exemple : un filtre atténue en tension 12 dB, si nous appliquons à son entrée un signal dont l'amplitude est de 2 V (figure 16), quelle sera l'amplitude du signal à sa sortie ?

Solution : en regardant dans la Table des dB nous trouvons que 12 dB correspond à un rapport en tension de 3,981 et donc à la sortie nous prélèverons un signal de :

2 : 3,981 = 0,5 V

Gain d'une antenne en réception

Quand on achète une antenne pour recevoir un signal HF, son gain exprimé en dB est toujours référé à la tension que l'on relèverait aux bornes d'un simple dipôle ayant un gain de 0 dB, utilisé pour capter le même signal. Supposons qu'on ait acheté une antenne directive d'un gain de 9 dB, ce nombre ne nous dit rien et même si nous regardons dans la Table des dB nous voyons que 9 dB correspondent à un gain en tension de 2,818 fois. Si nous relions l'antenne directive à un mesureur de champ (ou champmètre), figure 17, nous mesurons un signal de 850 µV (microvolts) : on comprend que si l'on relie maintenant le simple dipôle (figure 18) nous allons mesurer un signal de seulement :

850 : 2,818 = 301,6 µV

Si en utilisant cette même antenne directive, avec son gain de 9 dB, nous lisons une tension à ses bornes de 400 µV, il est évident qu'en utilisant le simple dipôle nous allons mesurer à ses bornes un signal de seulement :

400 : 2,818 = 141,9 µV

Gain d'une antenne en émission

La plupart des constructeurs amateurs d'émetteurs cherchent à obtenir une puissance d'émission élevée en utilisant dans l'étage final des transistors de puissance aussi onéreux que critiques à régler (et faciles à griller au cours, justement, de la mise au point !) : c'est qu'ils ne savent pas qu'en reliant à la sortie d'un émetteur de faible puissance une antenne directive, sa puissance peut être décuplée (x 10 et davantage).

Si, par exemple, nous avons un étage final HF en mesure de produire un signal d'une puissance de 5 W et si nous appliquons cette puissance à une antenne directive ayant un gain de 10,5 dB, le signal rayonné est équivalent à celui que délivrerait un émetteur de 56,1 W dans un dipôle de gain 0 dB. En effet, si nous regardons la Table des dB dans la

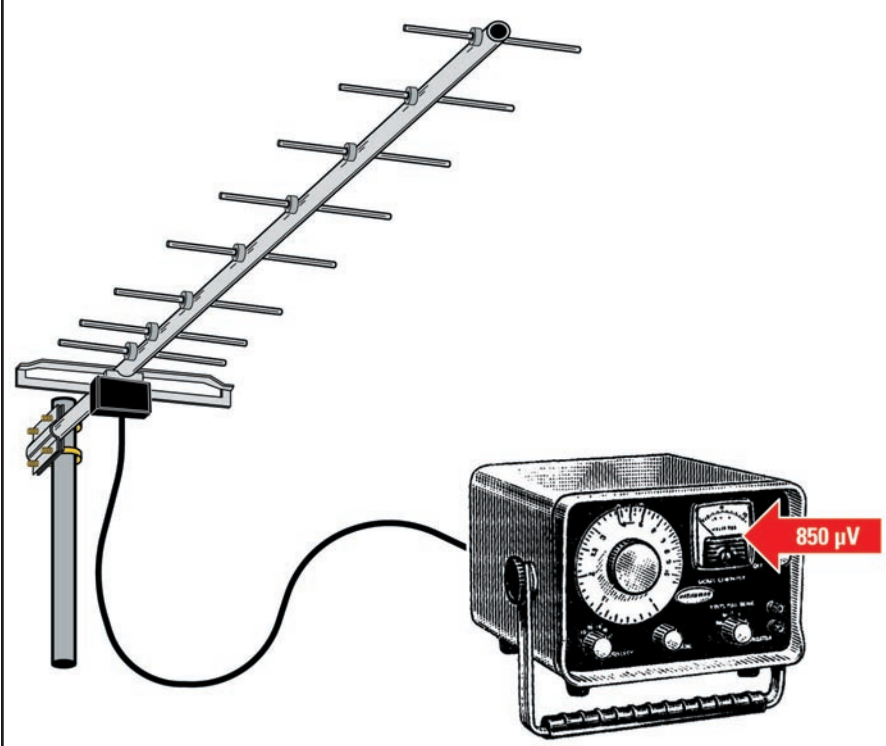


Figure 17 : Si nous avons une antenne directive d'un gain de 9 dB, il suffit de regarder la Table des dB pour savoir que cela correspond à un gain de 2,818. Si nous mesurons sur un champ-mètre un signal de 850 µV, le signal arrivant sur l'antenne n'est que de 301 µV.

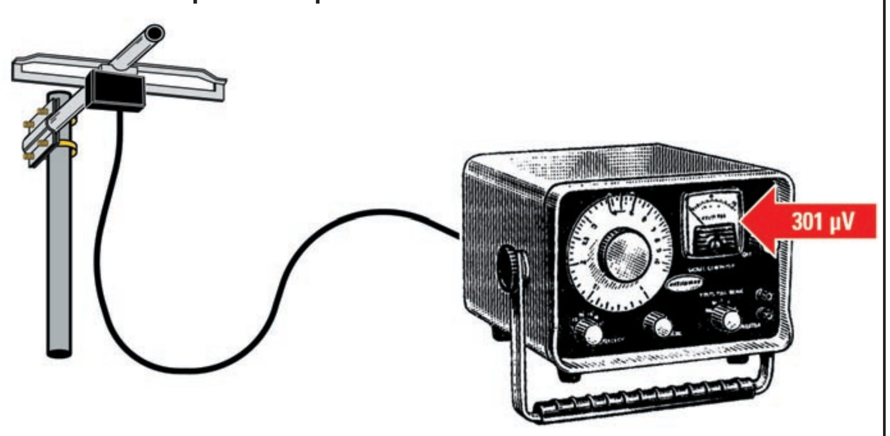


Figure 18 : En effet, si nous essayons de capter le signal reçu par l'antenne directive de la figure 17 avec un simple dipôle (gain 0 dB), aux bornes de ce dernier nous ne captons qu'un signal de 301 µV. Si nous mesurons aux bornes du dipôle un signal de 142 µV, aux bornes de l'antenne directive de la figure 17 nous capterons un signal de : 142 x 2,818 = 400,15 µV.

colonne Puissance (W), nous voyons en correspondance des 10,5 dB un rapport de 11,22 et donc nos 5 W sont devenus :

5 x 11,22 = 56,1 W

Par conséquent, si nous avons d'un côté un émetteur délivrant une puissance de 56,1 W et si pour rayonner ce signal nous utilisons un simple dipôle et de l'autre un émetteur de 5 W avec une antenne directive de 10,5 dB de gain, quelqu'un qui, à distance, capterait les deux signaux ne noterait aucune différence de puissance.

Supposons que nous utilisions une antenne directive d'un gain inférieur, par exemple 6 dB : il suffit de regarder dans la Table des dB sur la ligne 6 dB pour voir qu'ils correspondent à un gain de puissance de 3,981 fois et donc notre étage final de 5 W rayonnera une puissance égale à celle d'un émetteur de :

5 x 3,981 = 19,90 W

utilisant un simple dipôle de 0 dB de gain.

◆◆◆ A Suivre

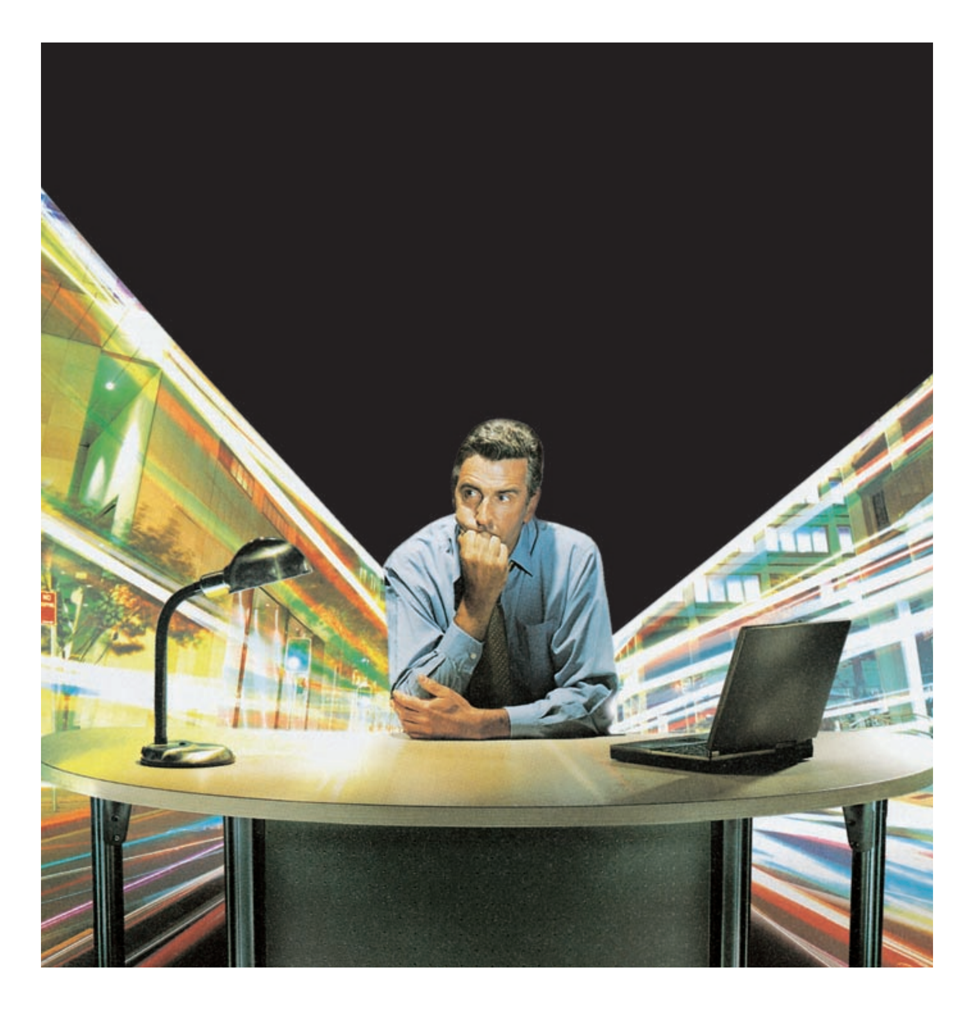
NIVEAU 2
LEÇON N°34-2

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Quid des dB (2)

Gain en puissance d'un transistor HF

Quand on acquiert un amplificateur linéaire HF à relier à la sortie d'un émetteur afin d'en augmenter la puissance, ou bien un transistor HF pour réaliser un étage final de puissance, il faut toujours contrôler leur gain en dB, noté Gp (Gain Power) ou Pg (Power Gain). Si, par exemple, on achète un transistor HF de 45 W pour réaliser un étage final de puissance, il ne faut pas croire qu'en appliquant à son entrée n'importe quel signal HF on va réussir à prélever à sa sortie une puissance de 45 W. Cette puissance de 45 W peut être prélevée seulement si à l'entrée on applique une puissance égale à la puissance de sortie, soit 45 W, divisée par le gain caractéristique du composant.



Si deux transistors produisent la même puissance mais s'ils ont des gains Gp différents, comme indiqué ci-dessous :

transistor A =
puissance maximale 45 W Gp 7 dB

transistor B =
puissance maximale 45 W Gp 11 dB

nous pouvons tout de suite affirmer que le transistor A est moins sensible que le transistor B car il a une valeur de Gp de 7 dB contre 11 dB pour le B. Afin de connaître la différence entre ces deux transistors, il suffit de regarder dans la Table des dB le rapport des valeurs de puissance de 7 dB et 11 dB.

dB	Tension	Puissance
6	1,995	3,981
7	2,239	5,012
8	2,512	6,310
9	2,818	7,943
10	3,162	10,00
11	3,548	12,59

Si nous prenons le transistor A, ayant un rapport de puissance de 5,012, nous savons que pour prélever en sortie la puissance maximale de 45 W il nous est nécessaire d'appliquer à l'entrée (figure 23) une puissance de :

45 : 5,012 = 8,87 W

GAIN
10,5 dB

GAIN
0 dB

Figure 19 : Le gain d'une antenne se mesure en réception comme en émission. Si nous avons une antenne directive d'un gain de 10,5 dB et si à ses bornes nous appliquons un signal de 5 W seulement, l'antenne rayonne une puissance égale à celle que peut rayonner un émetteur de 56,1 W relié à un simple dipôle.

TX 5 WATTS

TX 56,1 WATTS

Figure 20 : Quelqu'un recevant à distance le signal rayonné par l'émetteur de 5 W relié à une antenne directive d'un gain de 10,5 dB, d'une part et, d'autre part, le signal rayonné par un émetteur de 56,1 W relié à un dipôle d'un gain de 0 dB, ne relève aucune différence de puissance entre les deux.

Si nous prenons le transistor B, ayant un rapport de puissance de 12,59, nous savons que pour prélever en sortie la puissance maximale de 45 W, il est nécessaire d'appliquer à l'entrée (figure 24) une puissance de :

45 : 12,59 = 3,57 W

Connaissant le gain exprimé en dB d'un transistor de puissance et la puissance appliquée à son entrée, nous pouvons calculer la puissance prélevée à sa sortie. Si on applique à l'entrée du transistor A, ayant un gain de 7 dB, un signal d'une puissance de 1,3 W, nous prélevons à sa sortie un signal d'une puissance de :



1,3 x 5,012 = 6,51 W

Si nous appliquons ces 1,3 W à l'entrée du transistor B, ayant un gain de 11 dB, à sa sortie nous prélèverons une puissance de :

1,3 x 12,59 = 16,36 W

Plus grand est le gain en dB d'un transistor, plus faible sera la puissance nécessaire à appliquer à son entrée (puissance d'excitation) pour prélever à sa sortie la puissance maximale.

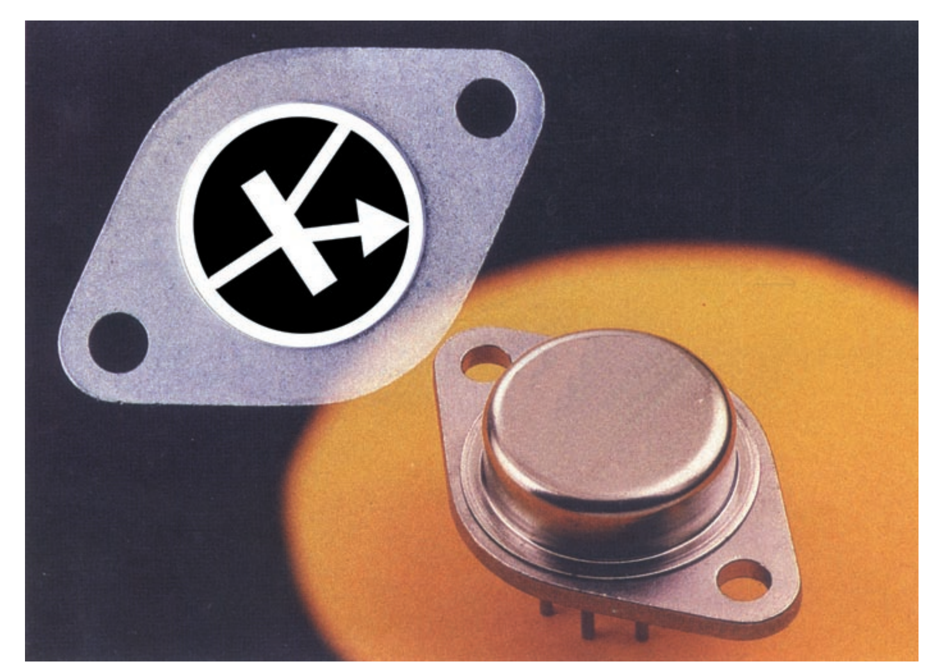


Figure 21 : Si nous connaissons le gain Gp, exprimé en dB, d'un transistor de puissance, nous pouvons calculer avec quelle puissance il faut le piloter pour pouvoir prélever la puissance maximale à sa sortie.

Gain en puissance d'un étage final Hi-Fi

Les formules que nous venons d'utiliser en HF pour trouver la puissance maximale d'un transistor final s'appliquent en BF. Supposons qu'un amplificateur ait un gain de 25 dB et qu'il fournisse une puissance maximale de 45 W sur une charge de 8 ohms : si nous voulons

savoir combien de volts nous devons appliquer à son entrée pour obtenir sa puissance maximale de sortie, nous devons procéder comme suit.

Premièrement, nous devons calculer combien de volts il faut appliquer sur une enceinte acoustique de 8 ohms pour pouvoir dissiper une puissance de 45 W et pour obtenir cette donnée nous utiliserons la formule :

$$\text{volts} = \sqrt{\text{watts x ohms}}$$

Pour effectuer cette opération, prenons une tension de 18,97 V :

$$\sqrt{45 \times 8} = 18{,}97 \text{ V}$$

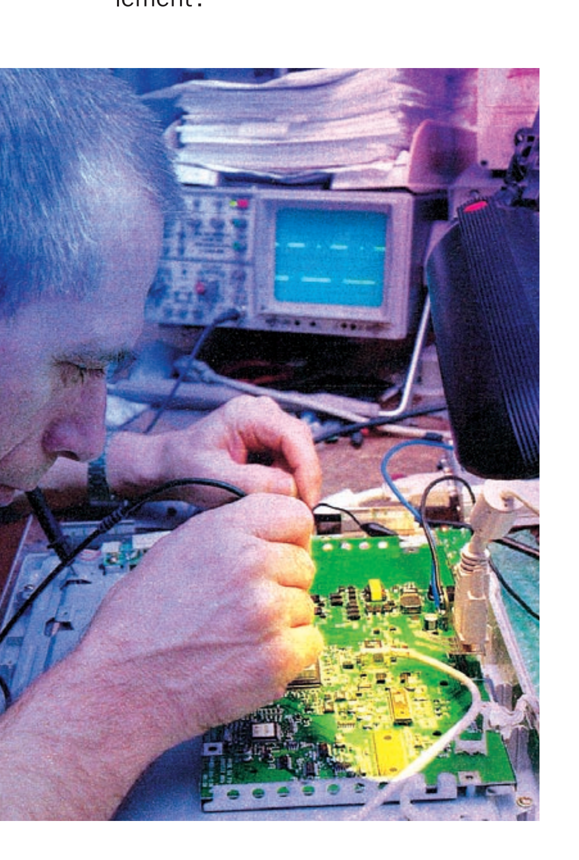
Sachant que notre amplificateur a un gain en puissance de 25 dB, cherchons dans la Table des dB le rapport en tension correspondant : on le voit, c'est 17,78.

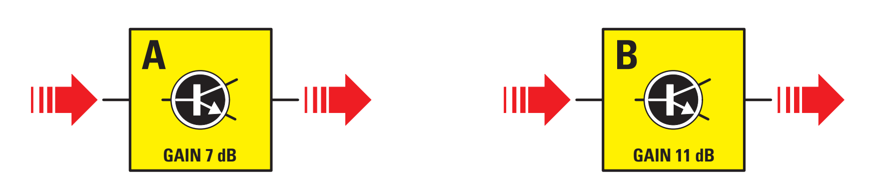
dB	Tension	Puissance
25	17,78	316,2

Donc pour pouvoir obtenir aux bornes de l'enceinte une tension de 18,97 V, nous devons appliquer à l'entrée de l'amplificateur un signal d'une amplitude de :

$$18{,}97 : 17{,}78 = 1{,}06 \text{ V}$$

Si à l'entrée de l'amplificateur nous appliquons un signal de 0,6 V, nous aurons à la sortie une tension de seulement :





PUISSANCE MAXIMALE DE SORTIE 45 WATTS PUISSANCE MAXIMALE DE SORTIE 45 WATTS

Figure 22 : Si nous avons deux transistors A et B délivrant tous les deux une puissance maximale de 45 W, le transistor le plus sensible est celui ayant le gain supérieur. C'est donc le B (à droite) : gain 11 dB contre 7 dB pour le A (à gauche).

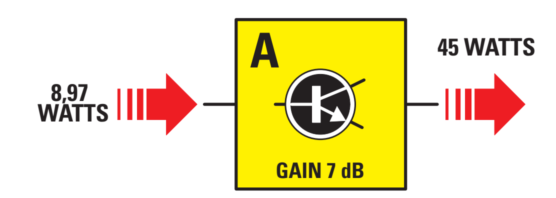


Figure 23 : Si nous voulons prélever à la sortie du transistor A, d'un gain de 7 dB, la puissance maximale de 45 W, nous devons appliquer à son entrée un signal atteignant 8,97 W.

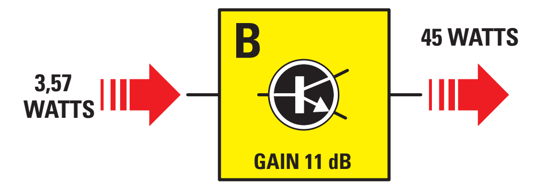


Figure 24 : Si nous voulons prélever à la sortie du transistor B, d'un gain de 11 dB, la puissance maximale de 45 W, nous devons appliquer à son entrée un signal atteignant 3,57 W.

$$0{,}6 \times 17{,}78 = 10{,}66 \text{ V}$$

correspondant à une puissance de :

$$\text{watts} = (\text{volts x volts}) : \text{ohms}$$

c'est-à-dire seulement :

$$(10{,}66 \times 10{,}66) : 8 = 14{,}20 \text{ W}$$

Calcul de l'atténuation des filtres "crossover" pour enceintes acoustiques

A l'intérieur des enceintes acoustiques se trouvent deux ou trois haut-parleurs, chacun étant capable de reproduire une gamme restreinte de fréquences acoustiques. Afin que les basses ou bien les media ou encore les aiguës atteignent le haut-parleur pouvant les reproduire, il faut utiliser des filtres "crossover" faciles à réaliser avec une fréquence de coupure précise et une valeur d'atténuation toujours exprimée en dB par octave (voir la leçon 22 du Cours). Chaque octave supérieure correspond au double de la fréquence* prise comme référence et la valeur d'atténuation en dB s'ajoute pour chaque octave supérieure. Si, par exemple, nous avons réalisé un filtre passe-bas de 12 dB par octave, pour chaque octave supérieure nous obtenons ces valeurs d'atténuation :

fréquence de base	1 kHz	atténuation	0 dB
première octave	2 kHz	atténuation	12 dB
deuxième octave	4 kHz	atténuation	24 dB
troisième octave	8 kHz	atténuation	36 dB

Connaissant ces données, dans la Table des dB nous pouvons relever les seuls rapports de puissance qui nous intéressent, soit ceux relatifs à 0, 12, 24 et 36 dB.

dB	Tension	Puissance
0 dB	1,00	1,00
12 dB	3,98	15,85
24 dB	15,85	251,20
36 dB	63,10	3 981,00

Supposons que nous connaissions la puissance maximale de sortie de l'amplificateur, nous pouvons facilement

calculer la puissance des octaves supérieures arrivant sur le haut-parleur des basses. Si notre amplificateur produit une puissance maximale de 40 W, il est évident que la fréquence de coupure de 1 kHz arrive au haut-parleur des basses sans subir aucune atténuation :

40 W : 1 = 40 W

Remarque : le nombre 1 est le rapport de puissance correspondant à une valeur de 0 dB.

La fréquence de 2 kHz de la première octave supérieure, subissant une atténuation de 12 dB, arrive au haut-parleur des basses avec une puissance de seulement :

40 W : 15,85 = 2,52 W

Remarque : le nombre 15,85 est le rapport de puissance correspondant à une valeur de 12 dB.

La fréquence de 4 kHz de la deuxième octave supérieure, subissant une atténuation double, soit 24 dB, arrive au haut-parleur des basses avec une puissance dérisoire de :

40 W : 251,2 = 0,159 W

La fréquence de 8 kHz, soit de la troisième octave supérieure, atténuée de 36 dB, arrive au haut-parleur des basses avec une puissance de seulement 10 mW :

40 W : 3 981 = 0,01 W

Pour en savoir plus, si ce n'est déjà fait, reportez-vous, donc, à la leçon 22 du Cours.

* *Ce que l'on sait au moins depuis le IIIe siècle avant notre ère puisque Aristote prend "le rapport de un à deux dans la gamme" comme exemple de cause formelle.*



Figure 25 : Connaissant le gain en dB d'un amplificateur BF, nous pouvons calculer l'amplitude du signal à appliquer à son entrée pour prélever à sa sortie la puissance maximale et savoir également quelle puissance on prélève à la sortie si on applique à l'entrée un signal insuffisant.

Comment lire les dB d'un Vu-mètre

Beaucoup d'amplificateurs BF sont équipés d'un Vu-mètre (ou "Level-meter"), un par canal si l'amplificateur est stéréo, doté d'une échelle en dB que tout le monde ne sait pas interpréter (figure 27). Cette échelle graduée en dB commence à gauche avec le nombre 20 et se continue vers la droite avec les nombres 10, 7, 5, 4, 3, 2, 1 et, quand elle arrive à 0, elle se poursuit avec les nombres 1, 2 et 3. Les nombres à gauche du 0 indiquent une atténuation de la puissance totale, alors que les nombres de droite indiquent un gain supérieur au maximum. La valeur 0 dB correspond à la puissance maximale prélevable sur l'amplificateur sans aucune distorsion : le galvanomètre est donc réglé pour que l'aiguille se place sur 0 dB à la puissance maximale délivrée par l'étage final.

Si nous avons un amplificateur produisant une puissance maximale de 15 W, on règle le Vu-mètre de telle manière que l'aiguille soit en face du 0 dB lorsque la puissance est de 15 W. Si nous avons un amplificateur d'une puissance maximale de 43 W, on règle le Vu-mètre de telle manière que l'aiguille soit en face du 0 dB quand la puissance produite est de 43 W. Si en revanche nous avons un amplificateur capable de délivrer une puissance de 120 W, on règle toujours le Vu-mètre de manière à ce que l'aiguille soit en face du 0 dB lorsque la puissance produite atteint les 120 W.

Pendant le fonctionnement de l'amplificateur nous savons quelle puissance est produite par les enceintes acoustiques en regardant où se place l'aiguille du Vu-mètre. Si elle se place sur le 7, à gauche du 0 dB (figure 28), nous savons déjà que c'est une atténuation. Regardons dans la Table des dB à quel rapport de puissance correspondent les 7 dB : 5 en arrondissant. Si le Vu-mètre est inséré dans un amplificateur de 15 W maximum et si l'aiguille se place sur le 7 dB, nous pouvons dire que l'amplificateur délivre une puissance de :

15 : 5 = 3 W.

Si le Vu-mètre est inséré dans un amplificateur de 120 W et si l'aiguille se place sur 7 dB, nous pouvons dire que l'amplificateur délivre une puissance de :

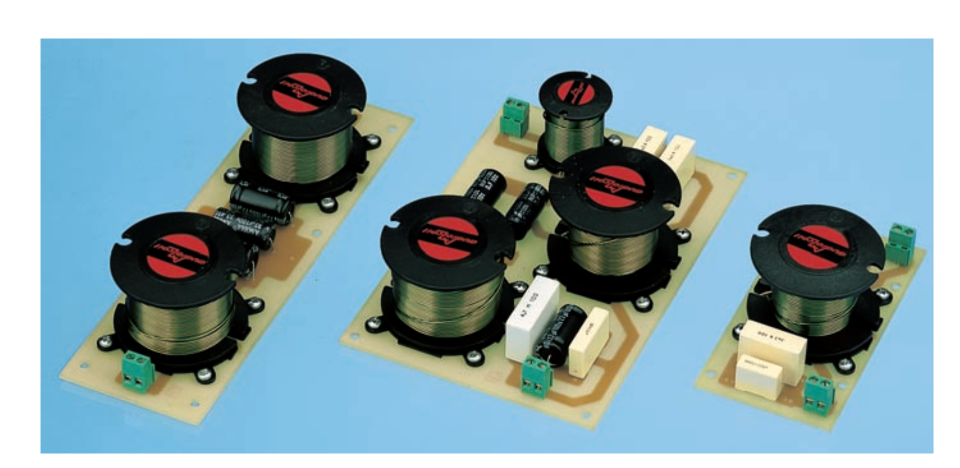


Figure 26 : La valeur d'atténuation des filtres "crossover" placés dans les enceintes acoustiques est toujours en dB par octave. Dans les exemples donnés dans cet article, nous expliquons comment sont calculés les dB d'atténuation pour les différentes octaves (voir aussi la leçon 22 du Cours).

120 : 5 = 24 W.

Si en revanche l'aiguille se place sur le nombre 1 à droite du 0 dB, c'est-à-dire s'il indique un gain, pour savoir quelle est la puissance produite, nous devons regarder dans la Table des dB à quel rapport en puissance correspondent 1 dB : 1,259. Donc si le Vu-mètre est inséré dans un amplificateur de 15 W et si l'aiguille se place sur 1 dB, nous pouvons dire que l'amplificateur délivre une puissance de :

15 x 1,259 = 18,88 W.

Si le Vu-mètre est inséré dans un amplificateur de 120 W et si l'aiguille se place sur 1 dB, l'amplificateur délivre une puissance de :

120 x 1,259 = 151 W.

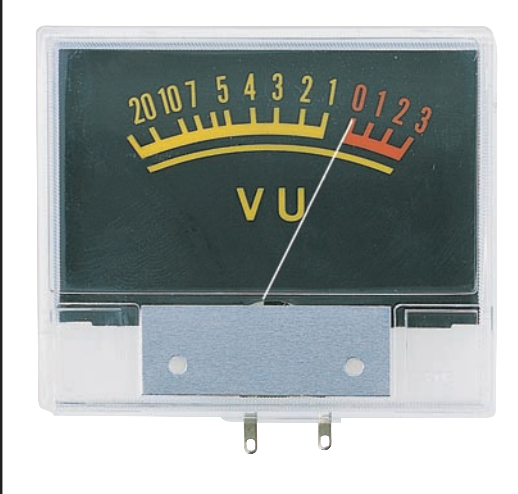


Figure 27 : Quand l'aiguille d'un Vu-mètre atteint 0 dB, nous obtenons à la sortie de l'amplificateur la puissance maximale qu'il peut produire.



Figure 28 : Si l'aiguille atteint 7 dB, nous obtenons à la sortie une puissance 5 fois inférieure à la valeur maximale.

L'atténuation des câbles coaxiaux de télévision

Dans les installations de télévision, pour transférer le signal capté par l'antenne vers l'antenne du téléviseur, on utilise un câble coaxial. Mais tout le monde ne sait pas qu'il existe des câbles coaxiaux de mauvaise qualité, introduisant des atténuations élevées (ou pertes) et d'autres de qualité optimale, avec un facteur d'atténuation infime.

Les valeurs d'atténuation sont toujours référées à une longueur de câble standard de 100 mètres et à différentes fréquences de travail : 100, 200, 400, 800 MHz, 1 GHz, etc. A titre purement indicatif nous reportons les atténuations de deux câbles coaxiaux différents. Comme nous l'avons dit déjà, ces valeurs s'entendent pour 100 mètres de longueur.

MHz travail	100	200	400	800	1 GHz
Câble A	9 dB	13 dB	19 dB	30 dB	33 dB
Câble B	6 dB	9 dB	13 dB	22 dB	24 dB

Il suffit de consulter cette Table pour voir que le câble B est meilleur que le câble A car il atténue moins le signal à toutes les fréquences. Si on fait passer un signal à 1 GHz dans le câble B, ce signal est atténué en tension de 24 dB (correspondant à un rapport de 15,85) tous les 100 mètres de câble.

Si en revanche nous faisons passer ce même signal dans le câble A, ce signal est atténué en tension de 33 dB (correspondant à un rapport de 44,67) tous les 100 mètres de câble.

Exemple pratique de calcul : pour relier une parabole à l'entrée d'un téléviseur, on a besoin d'une longueur de câble de 28 mètres. On veut connaître l'amplitude du signal atteignant le téléviseur en utilisant le câble A puis le câble B, sachant que le LNB de la parabole nous fournit un signal de 1 800 µV environ. Si nous utilisons le câble A, de qualité inférieure, atténuant de 33 dB/100 m, pour une longueur de 28 m nous avons une atténuation totale de :

(33 : 100) x 28 =
9,24 dB d'atténuation

Si dans la Table des dB nous regardons le rapport en tension correspondant à 9,2 dB nous lisons 2,884. Donc si la parabole fournit un signal de 1 800 µV, après 28 de câble, à l'entrée du téléviseur (figure 30) on a un signal de :

1 800 : 2,884 =
624,13 µV

Si nous utilisons le câble B, de qualité optimale, avec une atténuation de 24 dB/100 m seulement, pour une longueur de 28 m nous avons une atténuation totale de :

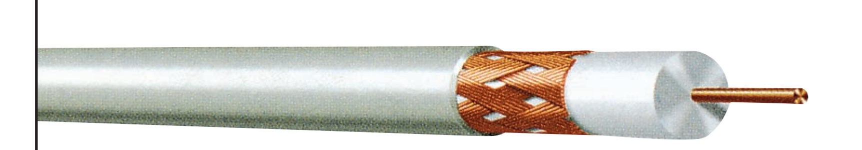


Figure 29 : Quand vous achetez un câble coaxial, cherchez toujours à savoir combien de dB il atténue aux différentes fréquences. L'atténuation en dB est toujours donnée pour 100 m de câble.

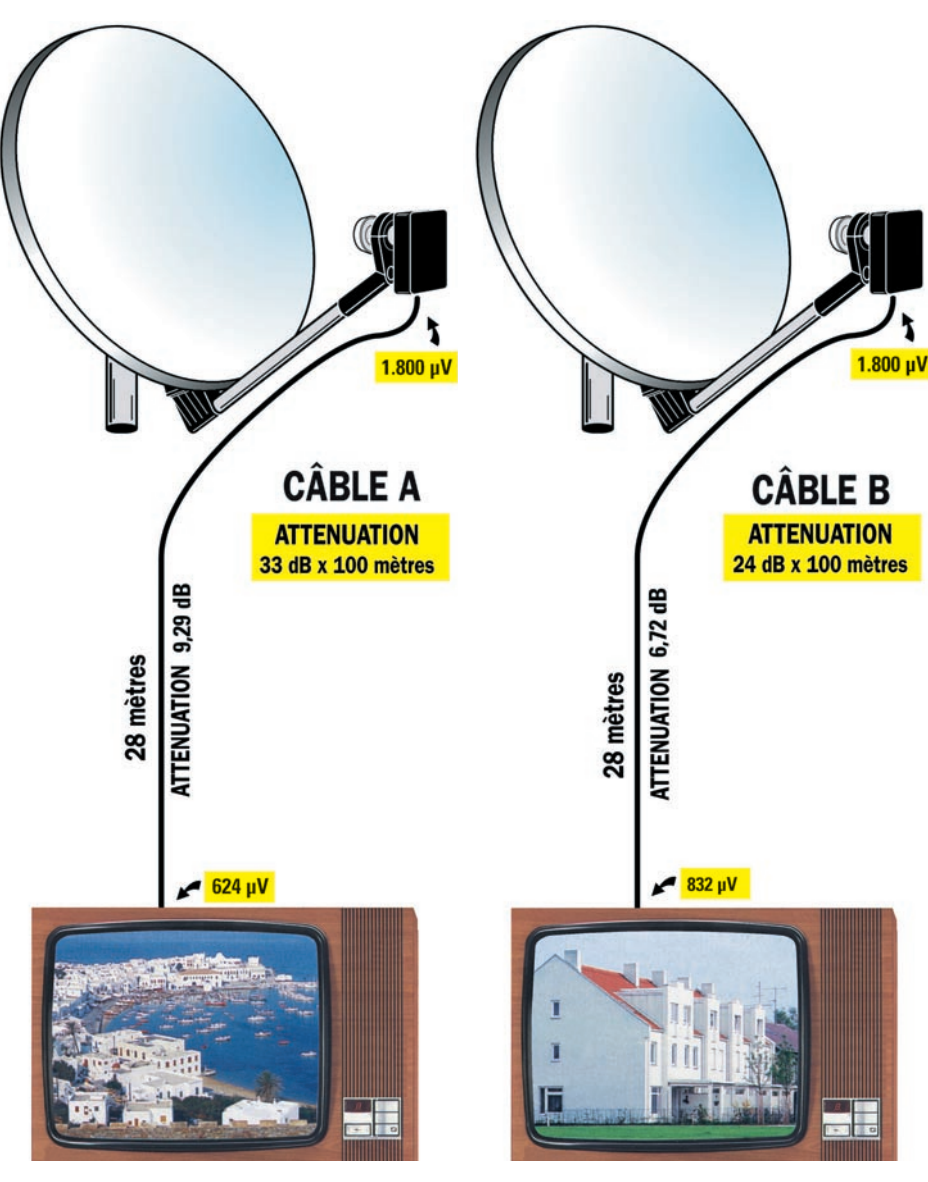


Figure 30 : Si pour amener le signal d'une parabole à un téléviseur il faut 28 m de câble et si nous choisissons le câble A, atténuant le signal de 33 dB/100 m, nous obtenons une atténuation totale de 9,24 dB. Si à la sortie du LNB relié à la parabole se trouve un signal de 1 800 µV, le signal arrivant à l'entrée du téléviseur est seulement de 624 µV.

Figure 31 : Si pour amener le signal d'une parabole à un téléviseur il faut 28 m de câble et si nous choisissons le câble B, atténuant le signal de 24 dB/100 m, nous obtenons une atténuation totale de 6,72 dB. Si à la sortie du LNB relié à la parabole se trouve un signal de 1 800 µV, le signal arrivant à l'entrée du téléviseur est seulement de 832 µV.

(24 : 100) x 28 =
6,72 dB d'atténuation

Si dans la Table des dB nous regardons le rapport en tension correspondant à 6,7 dB nous lisons 2,163. Donc si la parabole fournit un signal de 1 800 µV, après 28 de câble, à l'entrée du téléviseur (figure 31) on a un signal de :

1 800 : 2,163 =
832,17 µV

Nous avons un signal quantitativement supérieur avec le câble B qu'avec le câble A.

Conclusion

Nous espérons par cet article avoir suscité un certain intérêt, en particulier quand nous vous avons expliqué comment calculer les dB en nous servant de la calculatrice scientifique que tout ordinateur recèle. Etant donné que beaucoup de lecteurs, au lieu de calculer chaque fois les dB en tension ou en puissance, préfèrent consulter une Table (car cela est plus simple et plus rapide), nous vous en proposons une ci-après et nous vous souhaitons de bons calculs vous permettant de mener à bien tous vos projets. ◆

Table des décibels de 0 dB à 35,0 dB

dB	Tension	Puissance
0,0	1,000	1,000
0,1	1,012	1,023
0,2	1,023	1,047
0,3	1,035	1,072
0,4	1,047	1,096
0,5	1,059	1,122
0,6	1,072	1,148
0,7	1,084	1,175
0,8	1,096	1,202
0,9	1,109	1,230
1,0	1,122	1,259
1,1	1,135	1,288
1,2	1,148	1,318
1,3	1,161	1,349
1,4	1,175	1,380
1,5	1,189	1,413
1,6	1,202	1,445
1,7	1,216	1,479
1,8	1,230	1,514
1,9	1,245	1,549
2,0	1,259	1,585
2,1	1,274	1,622
2,2	1,288	1,660
2,3	1,303	1,698
2,4	1,318	1,738
2,5	1,334	1,778
2,6	1,349	1,820
2,7	1,365	1,862
2,8	1,380	1,905
2,9	1,396	1,950
3,0	1,413	1,995
3,1	1,429	2,042
3,2	1,445	2,089
3,3	1,462	2,138
3,4	1,479	2,188
3,5	1,496	2,239
3,6	1,514	2,291
3,7	1,531	2,344
3,8	1,549	2,399
3,9	1,567	2,455
4,0	1,585	2,512
4,1	1,603	2,570
4,2	1,622	2,630
4,3	1,641	2,692
4,4	1,660	2,754
4,5	1,679	2,818
4,6	1,698	2,884
4,7	1,718	2,951
4,8	1,738	3,020
4,9	1,758	3,090
5,0	1,778	3,162
5,1	1,799	3,236
5,2	1,820	3,311
5,3	1,841	3,388
5,4	1,862	3,467
5,5	1,884	3,548
5,6	1,905	3,631

dB	Tension	Puissance
5,7	1,928	3,715
5,8	1,950	3,802
5,9	1,972	3,890
6,0	1,995	3,981
6,1	2,018	4,074
6,2	2,042	4,169
6,3	2,065	4,266
6,4	2,089	4,365
6,5	2,113	4,467
6,6	2,138	4,571
6,7	2,163	4,677
6,8	2,188	4,786
6,9	2,213	4,898
7,0	2,239	5,012
7,1	2,265	5,129
7,2	2,291	5,248
7,3	2,317	5,370
7,4	2,344	5,495
7,5	2,371	5,623
7,6	2,399	5,754
7,7	2,427	5,888
7,8	2,455	6,026
7,9	2,483	6,166
8,0	2,512	6,310
8,1	2,541	6,457
8,2	2,570	6,607
8,3	2,600	6,761
8,4	2,630	6,918
8,5	2,661	7,079
8,6	2,692	7,244
8,7	2,723	7,413
8,8	2,754	7,586
8,9	2,786	7,762
9,0	2,818	7,943
9,1	2,851	8,128
9,2	2,884	8,318
9,3	2,917	8,511
9,4	2,951	8,710
9,5	2,985	8,913
9,6	3,020	9,120
9,7	3,055	9,333
9,8	3,090	9,550
9,9	3,126	9,772
10,0	3,162	10,00
10,1	3,199	10,23
10,2	3,236	10,47
10,3	3,273	10,71
10,4	3,311	10,96
10,5	3,350	11,22
10,6	3,388	11,48
10,7	3,428	11,75
10,8	3,467	12,02
10,9	3,508	12,30
11,0	3,548	12,59
11,1	3,589	12,88
11,2	3,631	13,18
11,3	3,673	13,49

dB	Tension	
11,4	3,715	13,80
11,5	3,758	14,12
11,6	3,802	14,45
11,7	3,846	14,79
11,8	3,890	15,14
11,9	3,936	15,49
12,0	3,981	15,85
12,1	4,027	16,22
12,2	4,074	16,60
12,3	4,121	16,98
12,4	4,169	17,38
12,5	4,217	17,78
12,6	4,266	18,20
12,7	4,315	18,62
12,8	4,365	19,05
12,9	4,416	19,50
13,0	4,467	19,95
13,1	4,519	20,42
13,2	4,571	20,89
13,3	4,624	21,38
13,4	4,677	21,88
13,5	4,732	22,39
13,6	4,786	22,91
13,7	4,842	23,44
13,8	4,898	23,99
13,9	4,955	24,55
14,0	5,012	25,12
14,1	5,070	25,70
14,2	5,129	26,30
14,3	5,188	26,91
14,4	5,248	27,54
14,5	5,309	28,18
14,6	5,370	28,84
14,7	5,433	29,51
14,8	5,495	30,20
14,9	5,559	30,90
15,0	5,623	31,62
15,1	5,689	32,36
15,2	5,754	33,11
15,3	5,821	33,88
15,4	5,888	34,67
15,5	5,957	35,48
15,6	6,026	36,31
15,7	6,095	37,15
15,8	6,166	38,02
15,9	6,237	38,90
16,0	6,310	39,81
16,1	6,383	40,74
16,2	6,457	41,69
16,3	6,531	42,66
16,4	6,607	43,65
16,5	6,683	44,67
16,6	6,761	45,71
16,7	6,839	46,77
16,8	6,918	47,86
16,9	6,998	48,98
17,0	7,079	50,12

dB	Tension	Puissance
17,1	7,161	51,29
17,2	7,244	52,48
17,3	7,328	53,70
17,4	7,413	54,95
17,5	7,499	56,23
17,6	7,586	57,54
17,7	7,674	58,88
17,8	7,762	60,26
17,9	7,852	61,66
18,0	7,943	63,10
18,1	8,035	64,56
18,2	8,128	66,07
18,3	8,222	67,61
18,4	8,318	69,18
18,5	8,414	70,79
18,6	8,511	72,44
18,7	8,610	74,13
18,8	8,710	75,86
18,9	8,810	77,62
19,0	8,913	79,43
19,1	9,016	81,28
19,2	9,120	83,18
19,3	9,226	85,11
19,4	9,333	87,10
19,5	9,441	89,12
19,6	9,550	91,20
19,7	9,661	93,32
19,8	9,772	95,45
19,9	9,886	97,72
20,0	10,00	100,0
20,1	10,12	102,3
20,2	10,23	104,7
20,3	10,35	107,1
20,4	10,47	109,6
20,5	10,59	112,2
20,6	10,71	114,8
20,7	10,84	117,5
20,8	10,96	120,2
20,9	11,09	123,0
21,0	11,22	125,9
21,1	11,35	128,8
21,2	11,48	131,8
21,3	11,61	134,9
21,4	11,75	138,0
21,5	11,88	141,2
21,6	12,02	144,5
21,7	12,16	147,9
21,8	12,30	151,4
21,9	12,44	154,9
22,0	12,59	158,5
22,1	12,73	162,2
22,2	12,88	166,0
22,3	13,03	169,8
22,4	13,18	173,8
22,5	13,33	177,8
22,6	13,49	182,0
22,7	13,65	186,2
22,8	13,80	190,5
22,9	13,96	195,0
23,0	14,12	199,5

dB	Tension	Puissance
23,1	14,29	204,2
23,2	14,45	208,9
23,3	14,62	213,8
23,4	14,79	218,8
23,5	14,96	223,9
23,6	15,14	229,1
23,7	15,31	234,4
23,8	15,49	239,9
23,9	15,67	245,5
24,0	15,85	251,2
24,1	16,03	257,0
24,2	16,22	263,0
24,3	16,41	269,1
24,4	16,60	275,4
24,5	16,79	281,8
24,6	16,98	288,4
24,7	17,18	295,1
24,8	17,38	302,0
24,9	17,58	309,0
25,0	17,78	316,2
25,1	17,99	323,6
25,2	18,20	331,1
25,3	18,41	338,8
25,4	18,62	346,7
25,5	18,84	354,8
25,6	19,05	363,1
25,7	19,27	371,5
25,8	19,50	380,2
25,9	19,72	389,0
26,0	19,95	398,1
26,1	20,18	407,4
26,2	20,42	416,9
26,3	20,65	426,6
26,4	20,89	436,5
26,5	21,13	446,7
26,6	21,38	457,1
26,7	21,63	467,7
26,8	21,88	478,6
26,9	22,13	489,8
27,0	22,39	501,2
27,1	22,65	512,9
27,2	22,91	524,8
27,3	23,17	537,0
27,4	23,44	549,5
27,5	23,71	562,3
27,6	23,99	575,4
27,7	24,27	588,8
27,8	24,55	602,6
27,9	24,83	616,6
28,0	25,12	631,0
28,1	25,41	645,6
28,2	25,70	660,7
28,3	26,00	676,1
28,4	26,30	691,8
28,5	26,61	707,9
28,6	26,91	724,4
28,7	27,23	741,3
28,8	27,54	758,6
28,9	27,86	776,2
29,0	28,18	794,3

dB	Tension	
29,1	28,51	812,8
29,2	28,84	831,8
29,3	29,17	851,1
29,4	29,51	871,0
29,5	29,85	891,2
29,6	30,20	912,0
29,7	30,55	933,2
29,8	30,90	955,0
29,9	31,26	977,2
30,0	31,62	1.000
30,1	31,99	1.023
30,2	32,36	1.047
30,3	32,73	1.072
30,4	33,11	1.096
30,5	33,50	1.122
30,6	33,88	1.148
30,7	34,28	1.175
30,8	34,67	1.202
30,9	35,07	1.230
31,0	35,48	1.259
31,1	35,89	1.288
31,2	36,31	1.318
31,3	36,73	1.349
31,4	37,15	1.380
31,5	37,58	1.413
31,6	38,02	1.445
31,7	38,46	1.479
31,8	38,90	1.514
31,9	39,35	1.549
32,0	39,81	1.585
32,1	40,27	1.622
32,2	40,74	1.660
32,3	41,21	1.698
32,4	41,69	1.738
32,5	42,17	1.778
32,6	42,66	1.820
32,7	43,15	1.862
32,8	43,65	1.905
32,9	44,16	1.950
33,0	44,67	1.995
33,1	45,19	2.042
33,2	45,71	2.089
33,3	46,24	2.138
33,4	46,77	2.188
33,5	47,31	2.239
33,6	47,86	2.291
33,7	48,42	2.344
33,8	48,98	2.399
33,9	49,54	2.455
34,0	50,12	2.512
34,1	50,70	2.570
34,2	51,29	2.630
34,3	51,88	2.692
34,4	52,48	2.754
34,5	53,09	2.818
34,6	53,70	2.884
34,7	54,32	2.951
34,8	54,95	3.020
34,9	55,59	3.090
35,0	56,23	3.162

Table des décibels de 35,1 dB à 70,0 dB

dB	Tension	Puissance
35,1	56,88	3.236
35,2	57,54	3.311
35,3	58,21	3.388
35,4	58,88	3.467
35,5	59,57	3.548
35,6	60,26	3.631
35,7	60,95	3.715
35,8	61,66	3.802
35,9	62,37	3.890
36,0	63,10	3.981
36,1	63,83	4.074
36,2	64,56	4.169
36,3	65,31	4.266
36,4	66,07	4.365
36,5	66,83	4.467
36,6	67,61	4.571
36,7	68,39	4.677
36,8	69,18	4.786
36,9	69,98	4.898
37,0	70,79	5.012
37,1	71,61	5.129
37,2	72,44	5.248
37,3	73,28	5.370
37,4	74,13	5.495
37,5	74,99	5.623
37,6	75,86	5.754
37,7	76,74	5.888
37,8	77,62	6.026
37,9	78,52	6.166
38,0	79,43	6.310
38,1	80,35	6.457
38,2	81,28	6.607
38,3	82,22	6.761
38,4	83,18	6.918
38,5	84,14	7.079
38,6	85,11	7.244
38,7	86,10	7.413
38,8	87,10	7.586
38,9	88,10	7.762
39,0	89,12	7.943
39,1	90,16	8.128
39,2	91,20	8.318
39,3	92,26	8.511
39,4	93,32	8.710
39,5	94,41	8.913
39,6	95,50	9.120
39,7	96,60	9.333
39,8	97,72	9.550
39,9	98,85	9.772
40,0	100,0	10.000
40,1	101,2	10.230
40,2	102,3	10.470
40,3	103,5	10.710
40,4	104,7	10.960
40,5	105,9	11.220
40,6	107,1	11.480
40,7	108,4	11.750

dB	Tension	Puissance
40,8	109,6	12.020
40,9	110,9	12.300
41,0	112,2	12.590
41,1	113,5	12.880
41,2	114,8	13.180
41,3	116,1	13.490
41,4	117,5	13.800
41,5	118,8	14.120
41,6	120,2	14.450
41,7	121,6	14.790
41,8	123,0	15.140
41,9	124,4	15.490
42,0	125,9	15.850
42,1	127,3	16.220
42,2	128,8	16.600
42,3	130,3	16.980
42,4	131,8	17.380
42,5	133,3	17.780
42,6	134,9	18.200
42,7	136,5	18.620
42,8	138,0	19.050
42,9	139,6	19.500
43,0	141,3	19.950
43,1	142,9	20.420
43,2	144,5	20.890
43,3	146,2	21.380
43,4	147,9	21.880
43,5	149,6	22.390
43,6	151,4	22.910
43,7	153,1	23.440
43,8	154,9	23.990
43,9	156,7	24.550
44,0	158,5	25.120
44,1	160,3	25.700
44,2	162,2	26.300
44,3	164,1	26.910
44,4	166,0	27.540
44,5	167,9	28.180
44,6	169,8	28.840
44,7	171,8	29.510
44,8	173,8	30.200
44,9	175,8	30.900
45,0	177,8	31.620
45,1	179,9	32.360
45,2	182,0	33.110
45,3	184,1	33.880
45,4	186,2	34.670
45,5	188,4	35.480
45,6	190,5	36.310
45,7	192,7	37.150
45,8	195,0	38.020
45,9	197,2	38.900
46,0	199,5	39.810
46,1	201,8	40.740
46,2	204,2	41.690
46,3	206,5	42.660
46,4	208,9	43.650

dB	Tension	
46,5	211,3	44.670
46,6	213,8	45.710
46,7	216,3	46.770
46,8	218,8	47.860
46,9	221,3	48.980
47,0	223,9	50.120
47,1	226,5	51.290
47,2	229,1	52.480
47,3	231,7	53.700
47,4	234,4	54.950
47,5	237,1	56.230
47,6	239,9	57.540
47,7	242,7	58.880
47,8	245,5	60.260
47,9	248,3	61.660
48,0	251,2	63.100
48,1	254,1	64.560
48,2	257,0	66.070
48,3	260,0	67.610
48,4	263,0	69.180
48,5	266,1	70.790
48,6	269,1	72.440
48,7	272,3	74.130
48,8	275,4	75.860
48,9	278,6	77.620
49,0	281,8	79.430
49,1	285,1	81.280
49,2	288,4	83.180
49,3	291,7	85.110
49,4	295,1	87.100
49,5	298,5	89.120
49,6	302,0	91.200
49,7	305,5	93.320
49,8	309,0	95.500
49,9	312,6	97.720
50,0	316,2	100.000
50,1	319,9	102.300
50,2	323,6	104.700
50,3	327,3	107.200
50,4	331,1	109.600
50,5	335,0	112.200
50,6	338,8	114.800
50,7	342,8	117.500
50,8	346,7	120.200
50,9	350,7	123.000
51,0	354,8	125.900
51,1	358,9	128.800
51,2	363,1	131.800
51,3	367,3	134.900
51,4	371,5	138.000
51,5	375,8	141.300
51,6	380,2	144.500
51,7	384,6	147.900
51,8	389,0	151.400
51,9	393,5	154.900
52,0	398,1	158.500
52,1	402,7	162.200

dB	Tension	Puissance
52,2	407,4	166.000
52,3	412,1	169.800
52,4	416,9	173.800
52,5	421,7	177.800
52,6	426,6	182.000
52,7	431,5	186.200
52,8	436,5	190.500
52,9	441,6	195.000
53,0	446,7	199.500
53,1	451,9	204.200
53,2	457,1	208.900
53,3	462,4	213.800
53,4	467,7	218.800
53,5	473,1	223.900
53,6	478,6	229.100
53,7	484,2	234.400
53,8	489,8	239.900
53,9	495,4	245.500
54,0	501,2	251.200
54,1	507,0	257.000
54,2	512,9	263.000
54,3	518,8	269.200
54,4	524,8	275.400
54,5	530,9	281.800
54,6	537,0	288.400
54,7	543,2	295.100
54,8	549,5	302.000
54,9	555,9	309.000
55,0	562,3	316.200
55,1	568,8	323.600
55,2	575,4	331.100
55,3	582,1	338.800
55,4	588,8	346.700
55,5	595,7	354.800
55,6	602,6	363.100
55,7	609,5	371.500
55,8	616,6	380.200
55,9	623,7	389.000
56,0	631,0	398.100
56,1	638,3	407.400
56,2	645,6	416.900
56,3	653,1	426.600
56,4	660,7	436.500
56,5	668,3	446.700
56,6	676,1	457.100
56,7	683,9	467.700
56,8	691,8	478.600
56,9	699,8	489.800
57,0	707,9	501.200
57,1	716,1	512.900
57,2	724,4	524.800
57,3	732,8	537.000
57,4	741,3	549.500
57,5	749,9	562.300
57,6	758,6	575.400
57,7	767,4	588.800
57,8	776,2	602.600
57,9	785,2	616.600
58,0	794,3	631.000
58,1	803,5	645.700

dB	Tension	Puissance
58,2	812,8	660.700
58,3	822,2	676.100
58,4	831,8	691.800
58,5	841,4	707.900
58,6	851,1	724.400
58,7	861,0	741.300
58,8	871,0	758.600
58,9	881,0	776.200
59,0	891,2	794.300
59,1	901,6	812.800
59,2	912,0	831.800
59,3	922,6	851.100
59,4	933,2	871.000
59,5	944,1	893.300
59,6	955,0	912.000
59,7	966,0	933.300
59,8	977,2	955.000
59,9	988,5	977.200
60,0	1.000	1.000.000
60,1	1.012	1.023.000
60,2	1.023	1.047.000
60,3	1.035	1.072.000
60,4	1.047	1.096.000
60,5	1.059	1.122.000
60,6	1.072	1.148.000
60,7	1.084	1.175.000
60,8	1.096	1.202.000
60,9	1.109	1.230.000
61,0	1.122	1.259.000
61,1	1.135	1.288.000
61,2	1.148	1.318.000
61,3	1.161	1.349.000
61,4	1.175	1.380.000
61,5	1.188	1.413.000
61,6	1.202	1.445.000
61,7	1.216	1.479.000
61,8	1.230	1.514.000
61,9	1.245	1.549.000
62,0	1.259	1.585.000
62,1	1.273	1.622.000
62,2	1.288	1.660.000
62,3	1.303	1.698.000
62,4	1.318	1.738.000
62,5	1.334	1.778.000
62,6	1.349	1.820.000
62,7	1.365	1.862.000
62,8	1.380	1.905.000
62,9	1.396	1.950.000
63,0	1.413	1.995.000
63,1	1.429	2.042.000
63,2	1.445	2.089.000
63,3	1.462	2.138.000
63,4	1.479	2.188.000
63,5	1.496	2.239.000
63,6	1.514	2.291.000
63,7	1.531	2.344.000
63,8	1.549	2.399.000
63,9	1.567	2.455.000
64,0	1.584	2.512.000
64,1	1.603	2.570.000

dB	Tension	
64,2	1.622	2.630.000
64,3	1.641	2.692.000
64,4	1.660	2.754.000
64,5	1.679	2.818.000
64,6	1.698	2.884.000
64,7	1.718	2.951.000
64,8	1.738	3.020.000
64,9	1.758	3.090.000
65,0	1.778	3.162.000
65,1	1.799	3.236.000
65,2	1.820	3.311.000
65,3	1.841	3.388.000
65,4	1.862	3.467.000
65,5	1.884	3.548.000
65,6	1.905	3.631.000
65,7	1.928	3.715.000
65,8	1.950	3.802.000
65,9	1.972	3.890.000
66,0	1.995	3.981.000
66,1	2.018	4.074.000
66,2	2.042	4.169.000
66,3	2.065	4.266.000
66,4	2.089	4.365.000
66,5	2.113	4.467.000
66,6	2.138	4.571.000
66,7	2.163	4.677.000
66,8	2.188	4.786.000
66,9	2.213	4.898.000
67,0	2.239	5.012.000
67,1	2.265	5.129.000
67,2	2.291	5.248.000
67,3	2.317	5.370.000
67,4	2.344	5.495.000
67,5	2.371	5.623.000
67,6	2.399	5.754.000
67,7	2.427	5.888.000
67,8	2.455	6.026.000
67,9	2.483	6.166.000
68,0	2.512	6.310.000
68,1	2.541	6.457.000
68,2	2.570	6.607.000
68,3	2.600	6.761.000
68,4	2.630	6.918.000
68,5	2.661	7.079.000
68,6	2.692	7.244.000
68,7	2.723	7.413.000
68,8	2.754	7.586.000
68,9	2.786	7.762.000
69,0	2.818	7.943.000
69,1	2.851	8.128.000
69,2	2.884	8.318.000
69,3	2.917	8.511.000
69,4	2.951	8.710.000
69,5	2.985	8.913.000
69,6	3.020	9.120.000
69,7	3.055	9.333.000
69,8	3.090	9.550.000
69,9	3.126	9.772.000
70,0	3.162	10.000.000

NIVEAU 2
LEÇON N°351-1

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les diviseurs

La théorie

La plupart des entreprises cherchant à embaucher de jeunes techniciens demandent aux postulants une bonne expérience pratique. Conscients de cette exigence, chacune de nos leçons propose toujours des exercices pratiques afin de garantir une culture technique complète.

En outre, il est connu qu'avec de la pratique on peut assimiler beaucoup plus rapidement la théorie. C'est pourquoi nous vous proposerons, dans la deuxième partie de cette leçon, de construire une horloge numérique.

Avant cela, nous allons apprendre comment programmer des compteurs par 10 pour les faire compter jusqu'à 60 ou 24 et à programmer un diviseur programmable afin de prélever à sa sortie une impulsion par minute.

Le comptage jusqu'à 60 nous est utile car 1 heure est composée de 60 minutes, le comptage jusqu'à 24 aussi car 1 jour est composé de 24 heures, quant à l'impulsion par minute, elle sert à faire avancer d'une unité le nombre visualisé sur l'afficheur des minutes.



Figure 241 : Photo d'un des prototypes de l'horloge numérique. La deuxième partie de cette leçon vous apprendra à la réaliser.

Les leçons précédentes vous ont appris que, pour visualiser sur un afficheur les nombres de 0 à 9, il faut le piloter avec un circuit intégré décodeur 4511 disposant de 4 entrées marquées A, B, C et D, chacune ayant son propre "Poids" :

- l'entrée A a un Poids de 1
- l'entrée B a un Poids de 2
- l'entrée C a un Poids de 4
- l'entrée D a un Poids de 8

Si nous appliquons à ces entrées une tension positive, c'est-à-dire un niveau logique haut (1), on peut visualiser sur l'afficheur un nombre égal à leur Poids.

Par conséquent, pour visualiser sur l'afficheur le nombre 1, il suffit d'appliquer une tension positive à l'entrée A (Poids 1) seulement : figure 242. Si nous voulons visualiser sur l'afficheur le nombre 3, nous devons appliquer une tension positive à l'entrée A (Poids 1) et à l'entrée B (Poids 2) à la fois : figure 243. En effet, si nous faisons la somme de ces deux Poids 1+2, cela fait 3. Si nous voulons visualiser sur l'afficheur le nombre 6, nous devons appliquer une tension positive à l'entrée B (Poids 2) et à l'entrée C (Poids 4) à la fois : figure 244. En effet, si nous faisons la somme de ces deux Poids 2+4, cela fait 6. Si enfin nous voulons visualiser sur l'afficheur le nombre 9, nous devons appliquer une tension positive à l'entrée A (Poids 1) et à l'entrée D (Poids 8) à la fois : en effet, si nous faisons la somme de ces deux Poids 1+9, cela fait 9.



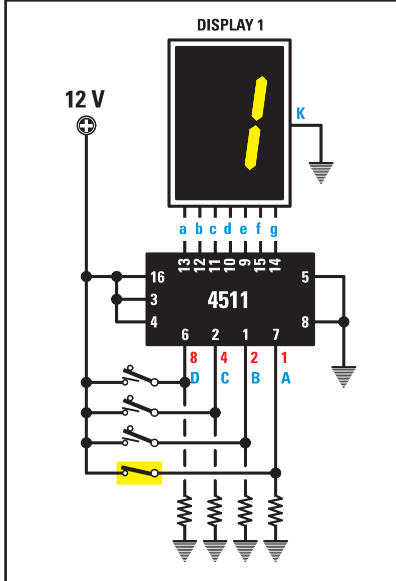


Figure 242: Au cours des leçons précédentes, nous vous avons expliqué que pour visualiser sur l'afficheur le nombre 1 il suffit d'appliquer une tension positive sur la broche 7 (A) de Poids 1 du décodeur 4511.

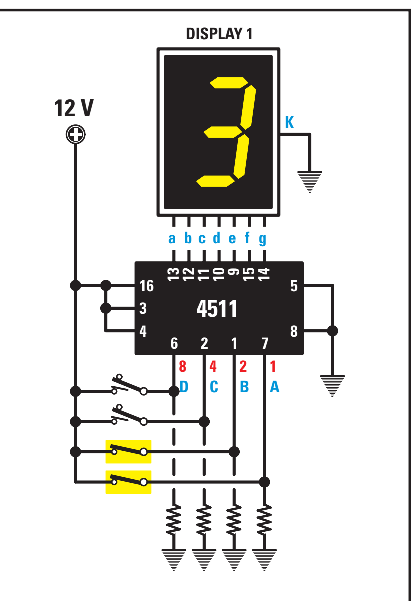


Figure 243: Pour visualiser sur l'afficheur le nombre 3, il faut appliquer une tension positive sur la broche 7 (A) de Poids 1 et également sur la broche 1 (B) de Poids 2. La somme des deux Poids est 1 + 2 = 3.

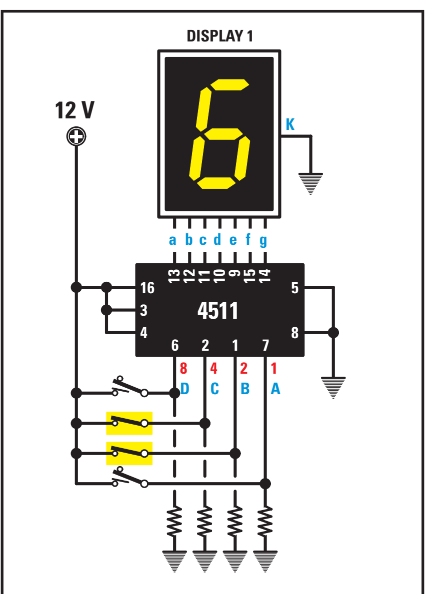


Figure 244: Pour visualiser sur l'afficheur le nombre 6, il faut appliquer une tension positive sur la broche 1 (B) de Poids 2 et également sur la broche 2 (C) de Poids 4. La somme des deux Poids est 2 + 4 = 6.

En pilotant ce décodeur avec le circuit intégré 4518, réputé comme compteur BCD ("Binary Code Decimal"), nous pouvons faire avancer les nombres sur l'afficheur de 00 jusqu'à 99 en pressant le poussoir P1, appliqué sur la broche d'entrée 9 du premier compteur à droite (figure 245).

Dans les leçons précédentes nous vous avons proposé de monter l'appareil pédagogique EN5026 afin de voir quel nombre est visualisé sur l'afficheur quand on fait varier le Poids en sélectionnant une ou plusieurs des 4 entrées A, B, C et D. Quant au EN5027, proposé juste après, il comporte un double compteur 4518 pilotant deux décodeurs 4511 : ce montage est un compteur visualisant sur afficheurs tous les nombres de 0 à 99. Le fonctionnement de l'horloge numérique que nous voudrions vous faire réaliser dans la deuxième partie de cette Leçon sera d'autant mieux compris que vous vous reporterez à ces leçons et à ces montages élémentaires.

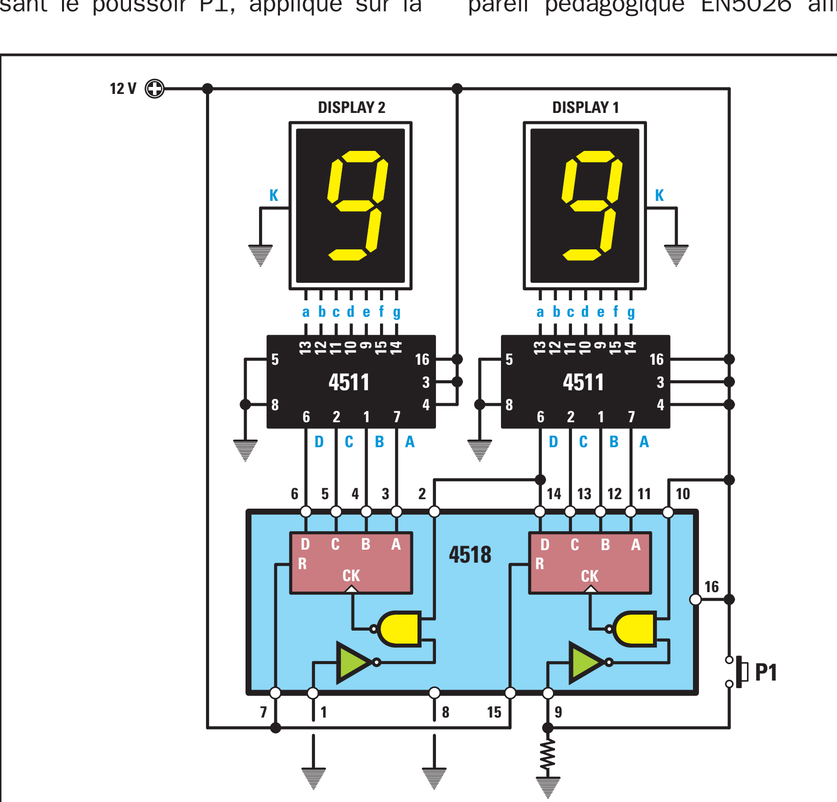


Figure 245: En pilotant les deux décodeurs 4511 avec un double compteur 4518, on peut réaliser un compteur à 2 chiffres capable de visualiser sur 2 afficheurs tous les nombres de 0 à 99. Dans les leçons précédentes nous vous avons expliqué pourquoi dans le premier compteur de droite du 4518 on entre sur la broche 9, alors que dans le second compteur on entre par la broche 2. Les deux compteurs 4518 peuvent aussi être inversés, c'est-à-dire que l'on peut utiliser les broches du second compteur comme premier et utiliser les broches du premier compteur comme second (voir figure 246).

Notre horloge numérique, outre les deux circuits intégrés mentionnés, en emploie un troisième, le 4040, un diviseur programmable sur lequel il faut s'arrêter un moment afin d'expliquer à quoi il sert et comment l'utiliser.

Le diviseur programmable 4040

Le diviseur programmable 4040, parfaitement équivalent au 74HC4040 (figure 248), est utilisé pour diviser une fréquence quelconque par une valeur définie. Si nous appliquons sur la broche 10 de ce diviseur une fréquence quelconque, nous prélevons sur sa broche de sortie (figure 249) une fréquence égale à celle de l'entrée divisée par le nombre reporté dans le tableau 7 (voir page suivante).

Par conséquent, si nous appliquons à l'entrée de ce diviseur une fréquence



broches de sortie	fréquence prélevée à la sortie des broches
broche 9	fréquence d'entrée divisée par 2
broche 7	fréquence d'entrée divisée par 4
broche 6	fréquence d'entrée divisée par 8
broche 5	fréquence d'entrée divisée par 16
broche 3	fréquence d'entrée divisée par 32
broche 2	fréquence d'entrée divisée par 64
broche 4	fréquence d'entrée divisée par 128
broche 13	fréquence d'entrée divisée par 256
broche 12	fréquence d'entrée divisée par 512
broche 14	fréquence d'entrée divisée par 1 024
broche 15	fréquence d'entrée divisée par 2 048
broche 1	fréquence d'entrée divisée par 4 096

TABLEAU 7

broches de sortie	fréquence prélevée à la sortie des broches
broche 9	fréquence d'entrée divisée par 1
broche 7	fréquence d'entrée divisée par 2
broche 6	fréquence d'entrée divisée par 4
broche 5	fréquence d'entrée divisée par 8
broche 3	fréquence d'entrée divisée par 16
broche 2	fréquence d'entrée divisée par 32
broche 4	fréquence d'entrée divisée par 64
broche 13	fréquence d'entrée divisée par 128
broche 12	fréquence d'entrée divisée par 256
broche 14	fréquence d'entrée divisée par 512
broche 15	fréquence d'entrée divisée par 1 024
broche 1	fréquence d'entrée divisée par 2 048

TABLEAU 8

de 10 MHz, soit 10 000 000 Hz, nous pouvons prélever, sur ses broches de sortie, ces nouvelles fréquences :

Programmer une division

La première chose qu'on remarque en regardant le tableau 7 est que le circuit intégré 4040 effectue la division sur des valeurs fixes, par conséquent on pourrait en conclure que ce circuit intégré ne peut pas diviser une fréquence par des valeurs différentes de celles du tableau, par exemple par 24, 59, 112, 190 ou 1 500, etc.

Bien au contraire, toutes ces divisions non prévues peuvent être obtenues en montant sur les sorties du diviseur de simples diodes au silicium, à condition que leurs cathodes K soient tournées vers les broches de sortie du diviseur et que leurs anodes A soient connectées à R2, elle-même reliée à la tension positive d'alimentation (figure 250). Précisons aussi qu'en montant ces diodes dans le circuit, le Poids de chaque broche est divisé par deux et que donc la fréquence appliquée à la broche d'entrée est prélevée sur les broches de sortie divisée par la valeur donnée par le tableau 8.

Le Facteur de division est diminué car chaque broche de sortie, après avoir pris le niveau logique haut (1) retourne au niveau logique bas (0) quand la moitié du temps s'est écoulée (figure 253).

Nous devons préciser que lorsque le diviseur commence à diviser, toutes ses broches de sortie sont au niveau logique bas (0) et c'est seulement quand le diviseur a effectué la totalité du cycle de division pour lequel il a été programmé que toutes ses broches de sortie prennent le niveau logique haut (1). Quand toutes ses broches de sortie prennent le niveau logique haut (1), la tension positive fournie par R2 peut atteindre la broche de reset, ce qui permet d'effacer le comptage effectué en le faisant repartir de 0.

Pour comprendre comment une impulsion positive peut atteindre la broche de reset quand la division est achevée, analysons à titre d'exemple ce qui se passe sur les 4 premières broches de sortie 9, 7, 6 et 5 de Poids 1, 2, 4 et 8 (figures 254 à 259).

Nous savons déjà que :

la broche 9 divise par 1
la broche 7 divise par 2
la broche 6 divise par 4
la broche 5 divise par 8

Si nous additionnons ces Poids, nous voyons que ce diviseur divise par 1 + 2 + 4 + 8 = 15. Quand le diviseur commence sa division, toutes ses broches sont au niveau logique bas (0) et par conséquent les diodes reliées sur ces broches court-circuitent à la masse, à travers le circuit intégré, la tension positive fournie par R2, laquelle ne peut ainsi atteindre la broche de reset.

A la première impulsion, la broche de sortie 9 prend le niveau logique 1 (figure 254) et bien que sur cette broche se trouve une tension positive, les autres broches 7, 6 et 5 sont encore au niveau logique 0 et donc la tension positive fournie par R2 est court-circuitée à la masse par les diodes connectées à ces broches.

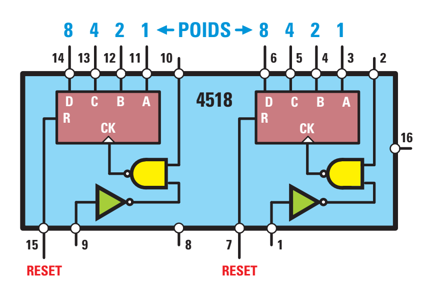


Figure 246 : Dans le schéma électrique, nous avons représenté le compteur comme dessiné ici, même si en pratique on doit le symboliser par un rectangle noir avec les broches sur les 4 côtés et sans respecter aucun ordre.

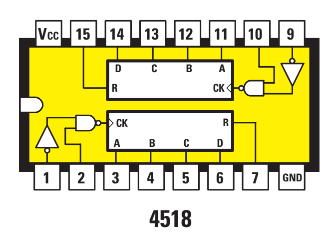


Figure 247 : Pour savoir comment sont disposées les broches sur le support du circuit intégré, on dessine toujours le boîtier vu de dessus, en plaçant le repère-détrompeur en U sur le côté des broches 1 à 16. La broche Vcc est reliée au positif d'alimentation et la broche GND va à la masse.

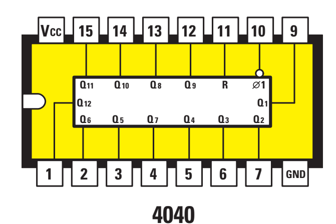


Figure 248 : Pour cette horloge numérique, on utilise aussi un troisième circuit intégré 4040, un diviseur programmable. En appliquant sur la broche d'entrée 10 une fréquence quelconque, nous pouvons prélever sur ses broches de sortie une fréquence divisée par le nombre reporté figure 249.

A la seconde impulsion la broche 9 prend le niveau logique 0 et la broche 7 le niveau logique 1 : donc dans ce cas aussi la tension positive fournie par R2 est court-circuitée et elle ne peut atteindre la broche 11 de reset.

A la troisième impulsion les broches 9 et 7 se trouvent au niveau logique 1 (figure 255), mais sur les broches 6 et 5 il y a un niveau logique 0 : donc la tension positive fournie par R2 est court-circuitée à la masse par les diodes connectées à ces broches.

A la quatrième impulsion seule la broche 6 prend le niveau logique 1, mais même si sur cette broche nous avons une tension positive, les autres broches 9, 7 et 5 sont au niveau logique 0 : donc les diodes qui leur sont connectées court-circuitent à la masse la tension positive présente sur R2.

Si nous continuons, nous arrivons à la septième impulsion et, comme on le voit figure 253 ou figure 256, les trois broches 9, 7 et 6 sont au niveau logique 1 : mais comme sur la broche 5 on a un niveau logique 0, la tension positive fournie par R2 est court-circuitée à la masse par la diode connectée à cette broche.

C'est seulement à la quinzième impulsion que les 4 broches de sortie 9, 7, 6 et 5 sont au niveau logique 1 (figure 253) et donc la tension positive fournie par R2, n'étant plus court-circuitée à la masse par aucune diode, peut atteindre la broche 11 de reset (figure 258), ce qui efface tous les comptages effectués et, à la 16e impulsion, restitue aux 4 broches 9, 7, 6 et 5 le niveau logique 0 (figure 259). Si nous additionnons les Poids de ces 4 broches, nous obtenons 8 + 4 + 2 + 1 = 15.

Pour savoir sur quelles broches on doit monter les diodes afin d'obtenir un Facteur de division, utilisez le tableau 9. Dans la case Facteur de division, insérez le nombre de la division souhaitée. Dans la case Poids, reportez le nombre de division de chaque broche en partant du maximum jusqu'au minimum. Dans la case du bas (Différence), reportez le reste de la soustraction (Facteur de division – Poids de la broche).

Pour apprendre à utiliser ce tableau, qui vous sera très utile, prenons quelques exemples. Supposons que nous voulions diviser une fréquence par 1 255 : ce nombre correspond à notre Facteur de division, inscrivez-le dans la case du haut de la colonne placée sous la broche 1.

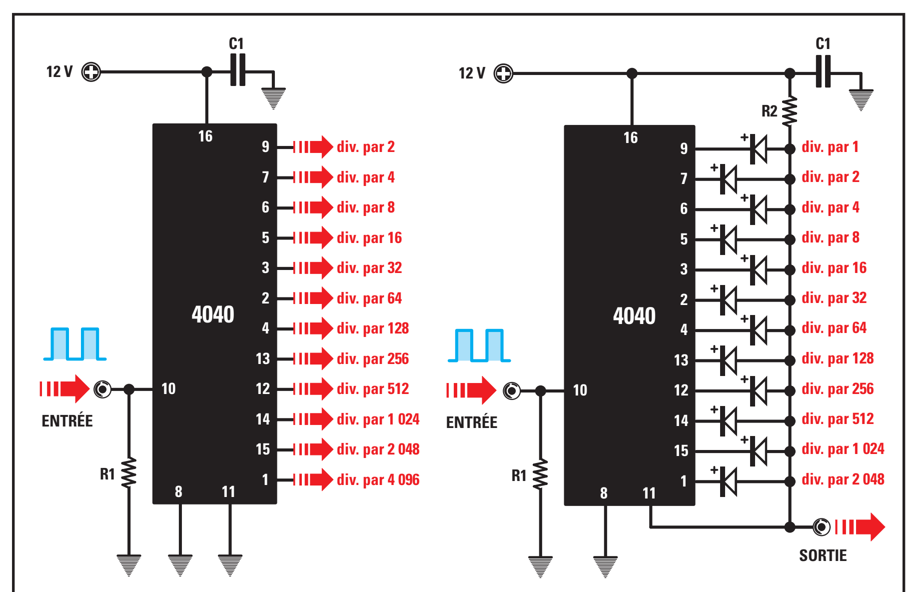


Figure 249 : Le circuit intégré 4040 de la figure 248 est représenté dans les schémas électriques par un rectangle noir reportant sur chaque broche le numéro correspondant du support. Ce système élimine des schémas électriques beaucoup de croisements de fils. Sur chaque sortie, nous avons mentionné combien de fois est divisée la fréquence appliquée sur la broche d'entrée 10.

Figure 250 : Si, sur les broches de sortie de ce diviseur programmable, nous montons des diodes, avec la K (cathode) vers les sorties et l'A (anode) vers R2 reliée à la broche 11 de reset, nous prélevons un signal divisé par la moitié de ce que nous pouvions prélever sans ces diodes (figure 249). Le diviseur correspond au Poids de la broche.

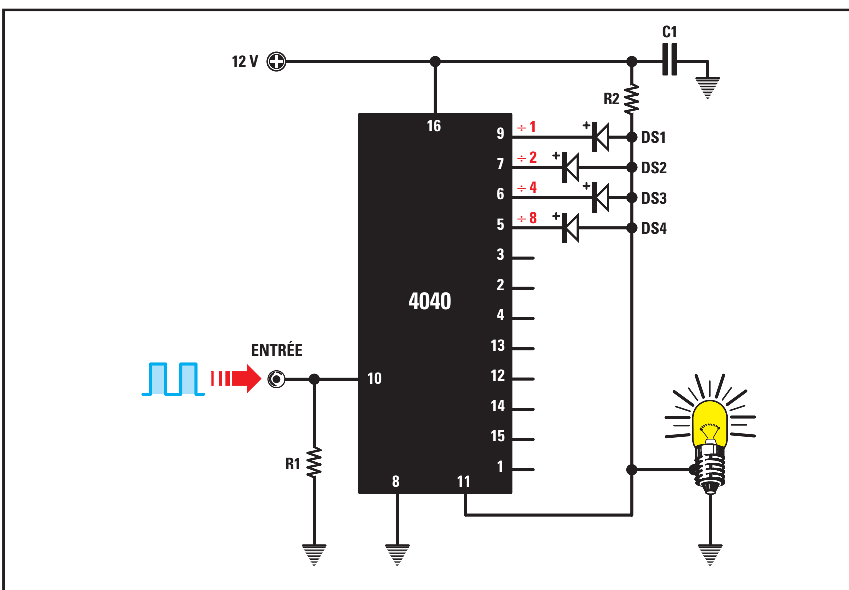


Figure 252 : Si nous montons une diode sur les 4 broches 9, 7, 6 et 5 de Poids 1, 2, 4 et 8, nous pouvons diviser la fréquence appliquée sur l'entrée par 15. En effet, c'est seulement à la quinzième impulsion que nous retrouverons une tension positive entre R2 et la masse. Sur la broche de reset, nous avons monté une petite ampoule, mais nous ne la verrons pas s'allumer car la tension positive ne dure qu'une fraction de seconde.

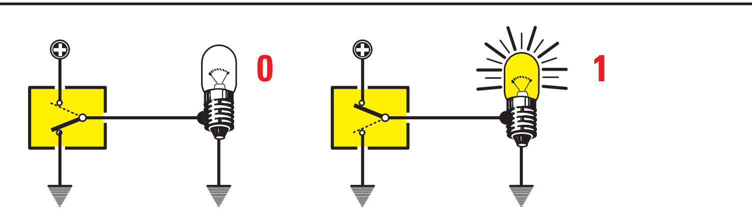


Figure 251 : Rappelons qu'un niveau logique bas (0) équivaut à une broche court-circuitée à la masse, alors qu'un niveau logique haut (1) correspond à une broche court-circuitée avec le positif d'alimentation.

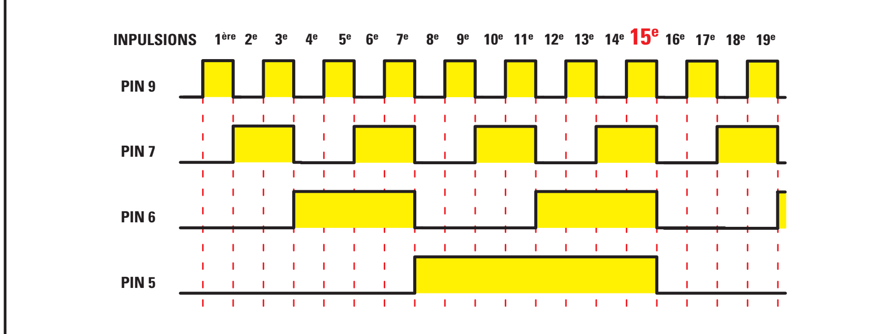


Figure 253 : Ce graphe montre les niveaux logiques 1 apparaissant sur les broches 9, 7, 6 et 5 en partant de la première impulsion jusqu'à arriver à la quinzième. Sur la broche 11 du 4040 de la figure 252, nous retrouvons une tension positive seulement quand les 4 broches sont au niveau logique 1.

Comme nous ne pouvons pas soustraire 2 048 de 1 255, écrivez dans la case du bas (Différence) NON.

Reportez donc le nombre 1 255 dans la case du haut suivante, sous la broche 15, puis effectuez la soustraction du Poids 1 024 : le reste 231 est à écrire dans la case du bas (Différence). Reportez ensuite ce reste dans la troisième case du haut sous la broche 14 : on ne peut ôter le Poids 512 de 231, écrivez NON dans la case du bas. Reportez encore le reste 231 dans la quatrième case sous la broche 12 et, là encore, vous ne sauriez enlever le Poids 256 de 231 : écrivez NON dans la case du bas. Reportez encore 231 dans la cinquième case sous la broche 13, soustrayez le Poids 128 de 231 et écrivez le reste 103 dans la case du bas. Reportez-le dans la sixième case sous la broche 4, soustrayez le Poids 64 de 103 et écrivez le reste 39 dans la case du bas. Reportez-le dans la septième case sous la broche 2, ôtez le Poids 32 de 39 et écrivez le reste 7 dans la case du bas. Reportez-le dans la huitième case sous la broche 3, essayez d'enlever le Poids 16 de 7 (!) et écrivez NON dans la case du bas. Reportez le 7 dans la neuvième case sous la broche 5, ôtez-en le Poids 8 (!) et écrivez NON dans la case du bas. Reportez encore le 7 dans la dixième case sous la broche 6 de

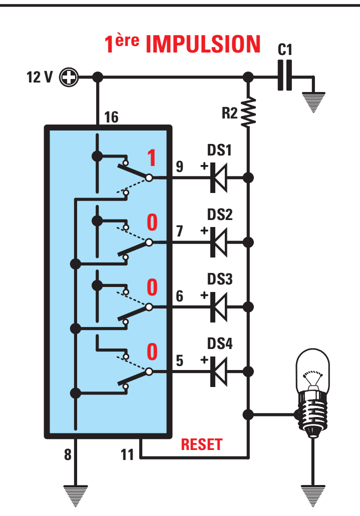


Figure 254 : A la première impulsion, nous retrouvons un niveau logique 1 seulement sur la broche 9 et donc l'ampoule reste éteinte.

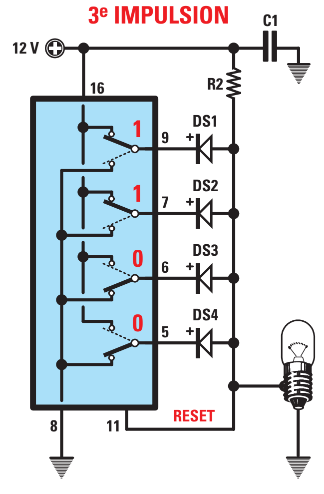


Figure 255 : A la troisième impulsion nous retrouvons un niveau logique 1 sur les broches 9 et 7, dans ce cas aussi, l'ampoule reste éteinte.

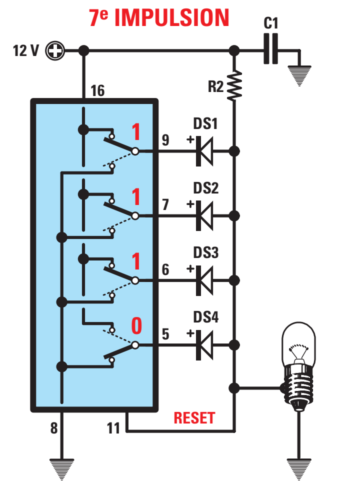


Figure 256 : A la septième impulsion, nous retrouvons un niveau logique 1 sur les broches 9, 7 et 6 et, dans ce cas aussi, l'ampoule reste éteinte.

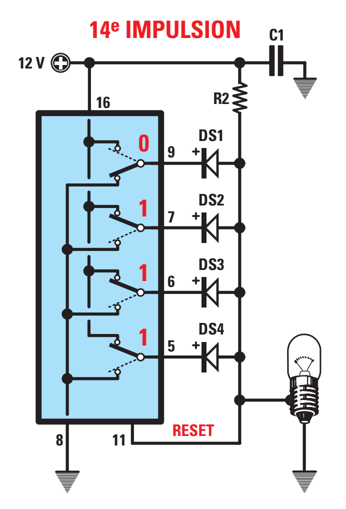


Figure 257 : A la quatorzième impulsion, nous retrouvons un niveau logique 1 sur les broches 7, 6 et 5 et, dans ce cas aussi, l'ampoule reste éteinte.

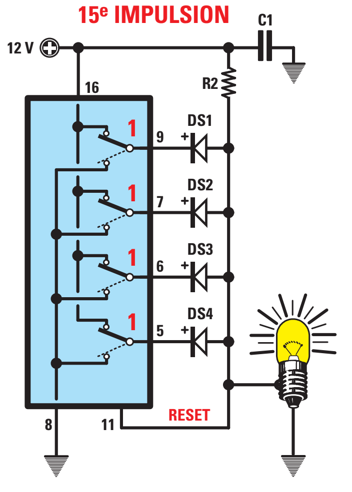


Figure 258 : A la quinzième impulsion, nous retrouvons un niveau logique 1 sur les 4 broches (figure 253) et l'ampoule s'allume.

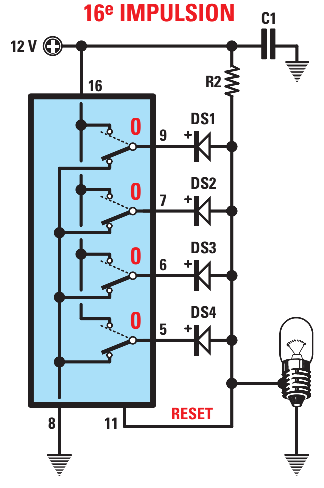


Figure 259 : A la seizième impulsion, nous retrouvons un niveau logique 0 sur les 4 broches et l'ampoule s'éteint de nouveau.

Poids 4, soustrayez 4 de 7 et écrivez le reste 3 dans la case du bas. Reportez alors ce reste 3 dans la onzième case sous la broche 7 de Poids 2, soustrayez 2 de 1 et écrivez le reste 1 dans la case du bas. Reportez ce reste 1 dans la douzième case (la dernière) sous la broche 9, soustrayez le Poids 1 de 1 et notez 0 dans la case du bas (tableau 9, figure 260).

L'exemple que nous venons de décrire a été simplifié dans le tableau 10, figure 261. Quand toutes les soustractions ont été effectuées, sous toutes les broches ayant un reste, y compris 0, dans la case du bas (Différence), nous devons monter une diode, alors que sur toutes les broches de sortie ayant un NON dans la case du bas, nous ne devons monter aucune diode (figure 261). Si nous faisons maintenant l'addition des Poids correspondant aux broches sur lesquelles on a monté une diode, nous obtenons exactement notre Facteur de division, soit le nombre par lequel doit avoir été divisée la fréquence de sortie :

1 + 2 + 4 + 32 + 64 + 128 + 1 024 = 1 255.

Si nous voulions diviser une fréquence par 120 et savoir sur quelle broche de sortie connecter une diode, nous devrions procéder de la même manière que pour 1255, en insérant 120 dans la première case du haut sous la broche 1.

Si nous n'arrivons pas à soustraire de 120 le Poids de la broche, écrivons NON dans la case du bas, puis reportons 120 dans la case du haut suivante jusqu'à trouver le nombre du Poids avec lequel il est possible d'effectuer la soustraction. Le reste est ensuite toujours reporté dans la case du haut suivante.

Le tableau 11, figure 262, montre le résultat d'une division par 120. Donc, pour obtenir un Facteur de division de 120, nous devons monter une diode :

sur la broche 5 divisant par 8 une diode est nécessaire
sur la broche 3 divisant par 16 une diode est nécessaire
sur la broche 2 divisant par 32 une diode est nécessaire
sur la broche 4 divisant par 64 une diode est nécessaire

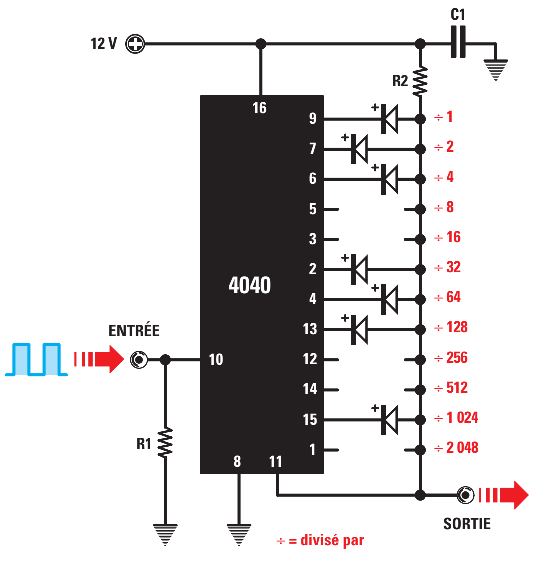
Pour preuve, si nous additionnons les Poids des broches sur lesquelles nous avons monté des diodes (figure 262), nous obtenons le Facteur de division :

BROCHE	1	15	14	12	13	4	2	3	5	6	7	9
FACTEUR DE DIVISION												
POIDS	2 048	1 024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
DIFFÉRENCE												

Figure 260 – TABLEAU 9 :
Pour savoir à quelle broche de sortie du diviseur 4040 il faut relier une diode pour obtenir le Facteur de division voulu, nous conseillons d'utiliser ce tableau. Dans la case Facteur de Division se trouve le nombre de la division que l'on veut obtenir et dans la case Différence le nombre obtenu en soustrayant le Poids du Facteur de division.

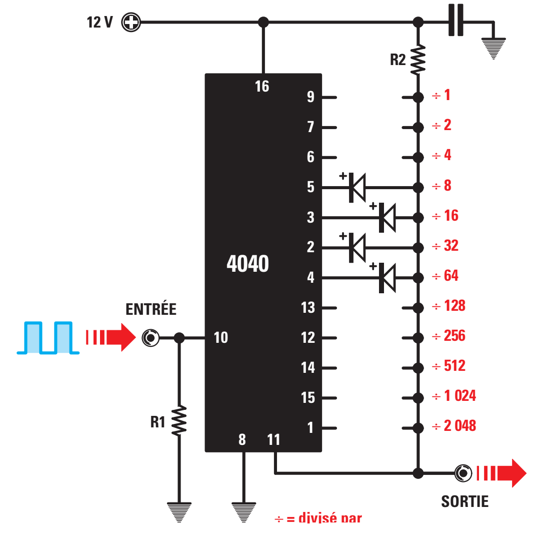
BROCHE	1	15	14	12	13	4	2	3	5	6	7	9
FACTEUR DE DIVISION	1.255	1.255	231	231	231	103	39	7	7	7	3	1
POIDS	2 048	1 024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
DIFFÉRENCE	non	231	non	non	103	39	7	non	non	3	1	0

Figure 261 – TABLEAU 10 :
Si nous voulons diviser une fréquence par 1 255, nous devons reporter ce nombre dans la première case en haut à gauche, puis soustraire le Poids. Etant donné qu'il n'est pas possible de soustraire 2 048 de 1 024, nous écrivons NON en bas et nous reportons 1 255 dans la case de droite et refaisons la soustraction. Nous reportons le reste en haut dans la case suivante et continuons ainsi jusqu'à arriver à la dernière case. Quand nous ne pouvons pas effectuer la soustraction, nous écrivons NON en bas. La diode est à monter sur la broche (voir en haut) qui dans la case du bas a un nombre, 0 compris.



BROCHE	1	15	14	12	13	4	2	3	5	6	7	9
FACTEUR DE DIVISION	120	120	120	120	120	120	56	24	8	0	0	0
POIDS	2 048	1 024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
DIFFÉRENCE	non	non	non	non	non	56	24	8	0	non	non	non

Figure 262 – TABLEAU 11 :
Si nous voulons diviser une fréquence par 120, nous devons reporter ce nombre dans la première case en haut à gauche, puis soustraire le Poids. Etant donné que jusqu'au Poids 64 il n'est pas possible de soustraire 120, nous écrivons NON dans les 5 premières cases du bas et nous reportons 120 dans les 6 cases du haut. Dans la sixième case, il y a un reste de 56, que nous reportons dans la septième case et nous continuons ainsi jusqu'à arriver au Poids donnant comme résultat 0. Si nous additionnons les Poids pour lesquels en bas apparaît un nombre, 0 compris, nous savons exactement le Facteur de Division :
64 + 32 + 16 + 8 = 120.



8 + 16 + 32 + 64 = 120.

De même, pour diviser une fréquence d'entrée par 3 000, nous exécuterons les opérations reportées dans le tableau 12, figure 263, puis sur les broches de sortie pour lesquelles un reste, y compris 0, existe, nous monterons une diode :

sur la broche 5	**divisant par 8**
une diode est nécessaire	
sur la broche 3	**divisant par 16**
une diode est nécessaire	
sur la broche 2	**divisant par 32**
une diode est nécessaire	
sur la broche 13	**divisant par 128**
une diode est nécessaire	
sur la broche 12	**divisant par 256**
une diode est nécessaire	
sur la broche 14	**divisant par 512**
une diode est nécessaire	
sur la broche 1	**divisant par 2 048**
une diode est nécessaire	

Si nous faisons l'addition des Poids des broches sur lesquelles nous avons monté une diode, nous obtenons le Facteur de division :

8 +16 + 32 + 128 + 256 + 512 + 2 048 = 3 000.

BROCHE	1	15	14	12	13	4	2	3	5	6	7	9
FACTEUR DE DIVISION	3.000	952	952	440	184	56	56	24	8	0	0	0
POIDS	2 048	1 024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
DIFFÉRENCE	952	non	440	184	56	non	24	8	0	non	non	non

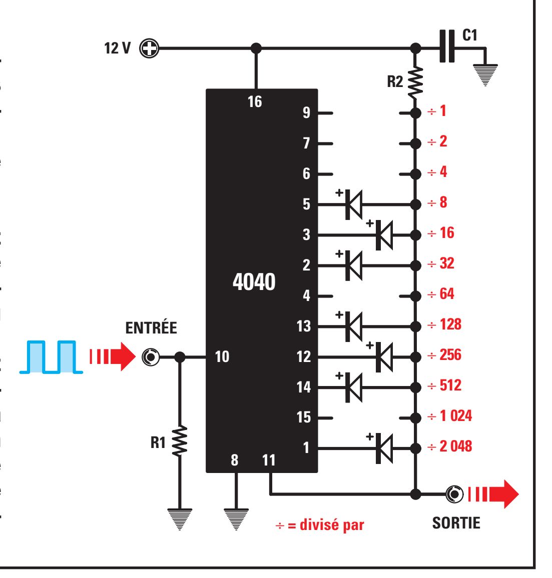


Figure 263 – TABLEAU 12 : Si nous voulons diviser une fréquence par 3 000, nous devons reporter ce nombre dans la première case en haut à gauche, puis soustraire le Poids. Si cette soustraction n'est pas possible, en bas à gauche écrivons NON, si elle est faisable, le reste est à reporter en haut dans la case suivante et nous devons procéder ainsi jusqu'à l'obtention du reste 0. Donc sur les broches 9, 7, 6, 4 et 15, aucune diode n'est à monter. Pour l'horloge numérique nous utiliserons, dans la deuxième partie de la leçon, un Facteur de Division 3 000 afin de prélever, à partir de la fréquence du secteur 230 V (50 Hz), 1 impulsion par minute.

Pour obtenir une impulsion par minute

Pour faire fonctionner une quelconque horloge numérique, il est nécessaire que dans le compteur entre 1 impulsion par minute : nous avons prélevé cette impulsion sur le secteur 230 V dont la fréquence est de 50 Hz. Contrairement à ce que l'on pourrait supposer, la précision de cette fréquence est très grande : 50 000 000 000 Hz. La fréquence de 50 Hz correspond en pratique à 50 impulsions par seconde et nous avons donc en 1 minute, soit 60 secondes :

50 x 60 = 3 000 impulsions.

Pour obtenir 1 impulsion par minute, il faut un diviseur divisant exactement par 3 000. L'exemple du tableau 12 nous indique sur quelle broche du diviseur 4040 nous devons monter une diode afin d'obtenir un Facteur de division exact de 3 000.

Une heure est composée de 60 minutes

Si nous disposons d'une impulsion par minute, nous devons maintenant nous occuper de remettre à zéro le comptage à la 60e impulsion et visualiser automatiquement le nombre 1 sur les afficheurs des heures. Le compteur 4518 utilisé pour piloter les décodeurs 4511 est constitué de deux étages diviseurs par 10 : si nous ne lui apportons aucune modification, nous visualiserons sur les afficheurs tous les nombres de 00 à 99, alors qu'une horloge doit compter les minutes et s'arrêter à 60 pour repartir de 0.

BROCHE	14	13	12	11
FACTEUR DE DIVISION	6	6	2	0
POIDS	8	4	2	1
DIFFÉRENCE	non	2	0	non

Figure 264 : Pour savoir à quelle broche du compteur 4518 nous devons connecter une diode pour qu'il compte jusqu'à 6, nous utilisons ce tableau avec les Poids 8, 4, 2 et 1.

Pour obtenir cela, il suffit de monter sur les broches de sortie 12 et 13 du second compteur, situé à l'intérieur du 4518 (figure 265), deux diodes ayant leur cathode K vers les broches 12 et 13 et leur anode A vers les broches de reset 7 et 15, alimentées par R1. Jusqu'au nombre 5, ce sera toujours une des diodes reliées aux broches 12 et 13 qui court-circuitera à la masse (à travers les sorties du compteur) la tension positive fournie par R1 et donc, sur les broches de reset 7 et 15 du compteur 4518, nous aurons toujours un niveau logique bas (0).

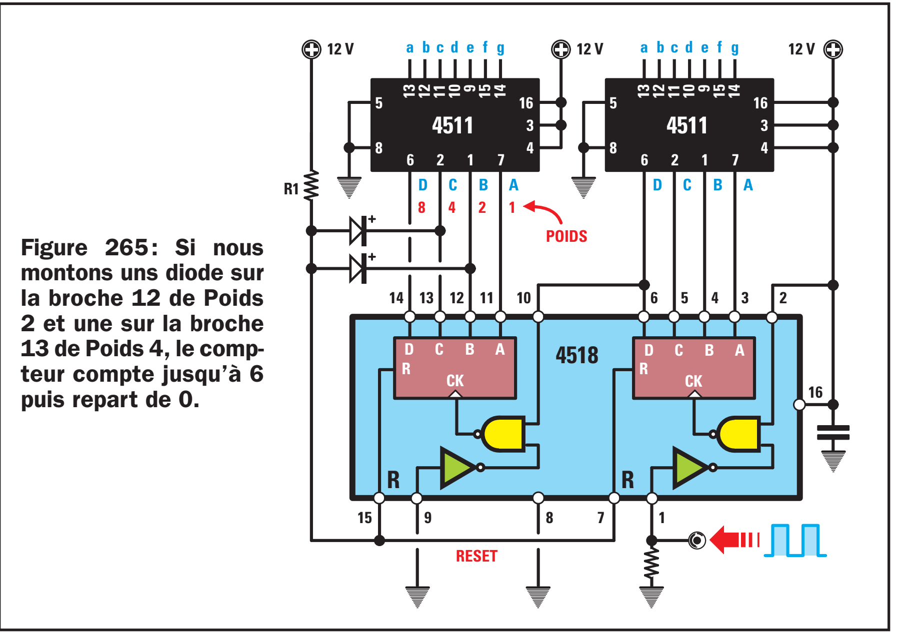


Figure 265 : Si nous montons uns diode sur la broche 12 de Poids 2 et une sur la broche 13 de Poids 4, le compteur compte jusqu'à 6 puis repart de 0.

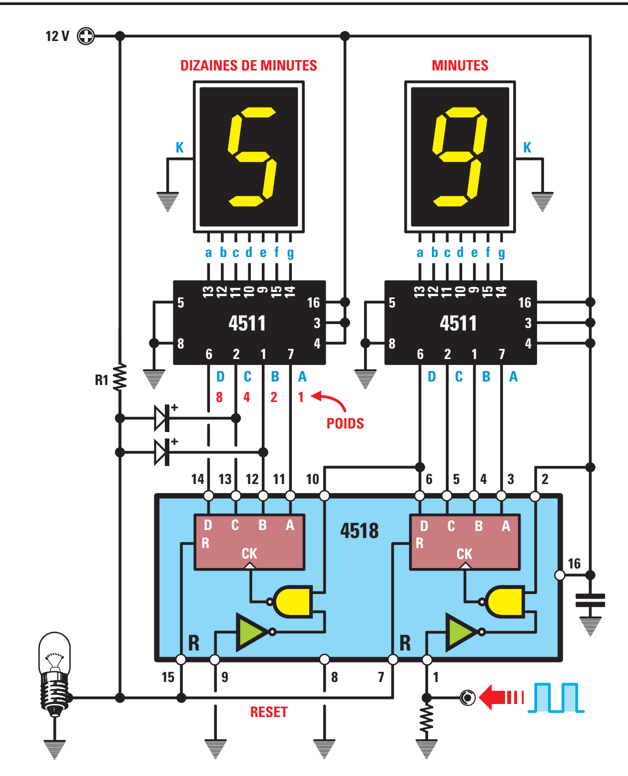


Figure 266 : Avec les deux diodes connectées aux broches 12 et 13 du compteur de gauche, nous voyons apparaître sur les afficheurs tous les nombres de 00 à 59. Comme le montre le tableau 13, jusqu'au nombre 5, nous avons toujours une des broches 12 ou 13 au niveau logique 0 et donc la tension positive fournie par R1 est court-circuitée à la masse par la diode reliée à la broche se trouvant au niveau logique 0.

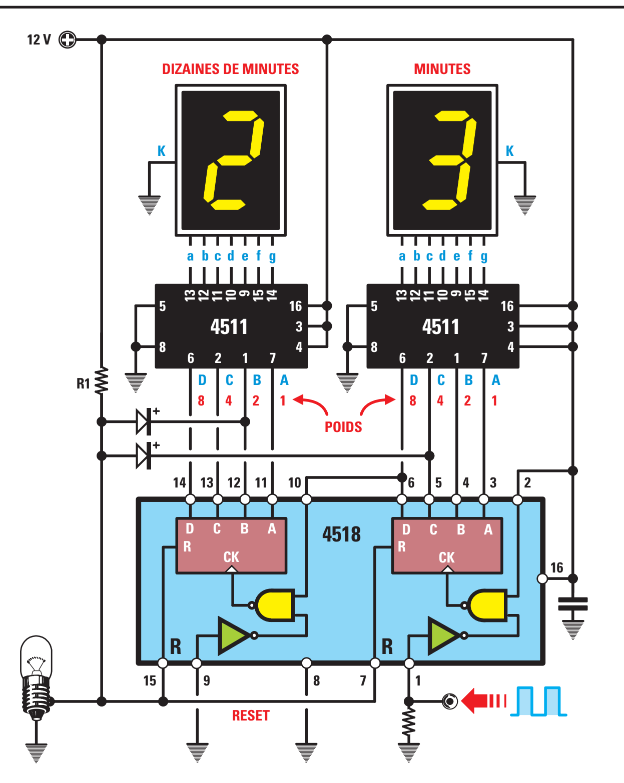


Figure 268 : Si une diode est reliée à la broche 5 de Poids 4 du premier compteur de droite et une autre à la broche 12 de Poids 2 du second compteur de gauche, nous voyons apparaître tous les nombres de 00 à 23. Comme le montre le tableau 14, jusqu'au nombre 23, la tension positive fournie par R1 est court-circuitée à la masse par la diode reliée à la broche se trouvant au niveau logique 0.

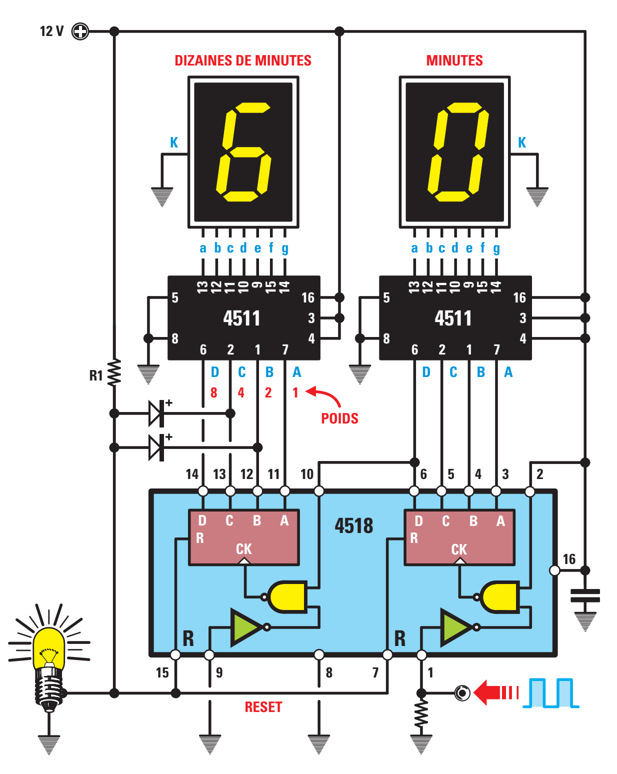


Figure 267 : Quand on passe du nombre 50 au 60, les deux broches 12 et 13 passent au niveau logique 1 (tableau 13) et donc les deux diodes ne court-circuitent plus à la masse la tension positive présente aux extrémités de R1. Cette tension atteint les broches de reset 15 et 7 qui remettent à zéro les deux compteurs et font repartir le comptage de 00. Le nombre 60 n'apparaît jamais sur les afficheurs car la tension positive, à l'instant où elle atteint les broches de reset, efface tout de suite le nombre 60 (voilà pourquoi 23 heures 60, c'est minuit !).

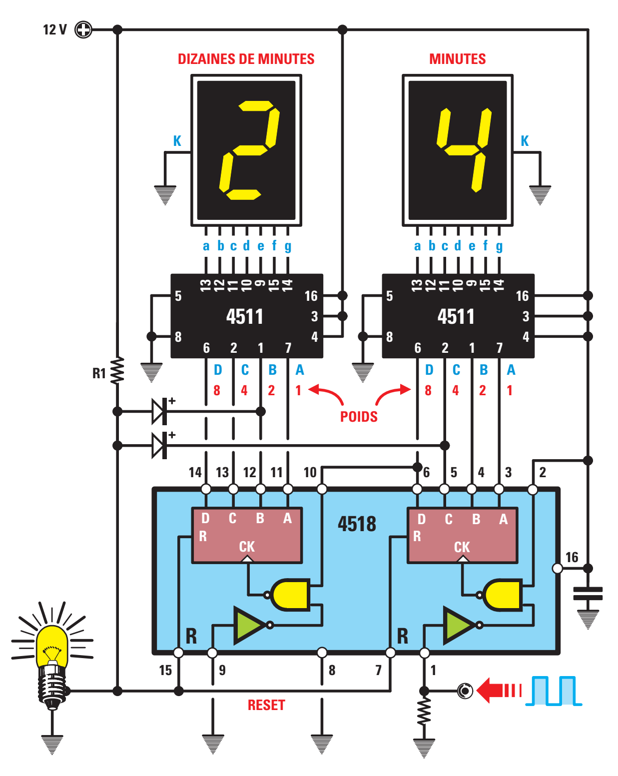


Figure 269 : Quand le nombre 23 devient 24, les deux broches 5 et 12 passent au niveau logique 1 (tableau 14) et donc les deux diodes ne court-circuitent plus à la masse la tension positive présente aux extrémités ade R1. Cette tension peut atteindre les broches de reset 15 et 7 qui remettent à zéro les deux compteurs et le comptage repart de 0. Le nombre 24 n'apparaît jamais sur les afficheurs car la tension positive, à l'instant où elle atteint les broches de reset, efface tout de suite le nombre 24 (voilà pourquoi 24 heures, c'est 00 heure !).

Quand l'afficheur des dizaines de minutes passe du nombre 5 au 6, les broches 12 et 13, de Poids 2 et 4, passent toutes deux au niveau logique haut (1) et donc les diodes ne court-circuitent plus à la masse la tension positive fournie par R1, pouvant alors atteindre les broches 7 et 15 de reset. Quand sur les broches de reset arrive un niveau logique 1, elles remettent à zéro le comptage et on passe du nombre 6 au 0.

Afin de vérifier si effectivement les broches 12 et 13 passent toutes deux au niveau logique 1 quand l'afficheur visualise le nombre 6, vous pouvez consulter le tableau 13 (ci-dessous) dans lequel nous avons reporté les divers niveaux logiques apparaissant sur les broches de sortie du 4518 pour chaque nombre de 0 à 6 :

TABLEAU 13

numéro affiché	broche 14 poids 8	broche 13 poids 4	broche 12 poids 2	broche 11 poids 1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0

Même dans ce cas, pour savoir sur quelles broches monter des diodes afin d'obtenir un Facteur de division de 6, nous avons utilisé la même technique que celle employée pour le diviseur programmable 4040.

Vous l'avez sans doute déjà compris, les diodes ne doivent être montées que sur les broches 13 et 12, là où le reste existe, même s'il est égal à 0.

En réalité, le nombre 6 n'apparaît pas sur l'afficheur car dès que les deux broches 13 et 12 passent au niveau logique 1, sur la broche 1 du compteur 4518 des heures une impulsion positive est envoyée, visualisant sur l'afficheur le nombre 1. Toutes les 60 minutes, l'afficheur des heures avance donc d'une unité et de 1 passe à 2 puis à 3, 4, 5, etc., jusqu'à 24.

Une journée est composée de 24 heures

Etant donné que pour les heures et les dizaines d'heures aussi nous avons utilisé un compteur 4518 (figure 268) constitué de deux étages diviseurs par 10, nous devons remettre à zéro le comptage au nombre 24, sinon le comptage se poursuivra jusqu'à 99. Pour remettre à zéro le comptage au nombre 24, nous devons monter une diode sur la broche 5 du compteur des heures, ayant un Poids de 4 et une diode sur la broche 12 du compteur des dizaines d'heures, ayant un Poids de 2 (figure 268).

Quand l'afficheur des dizaines d'heures est sur le nombre 2 et que celui des heures passe au nombre 4, les deux broches 5 et 12 prennent le niveau logique 1. Ainsi les diodes montées sur ces broches ne peuvent plus court-circuiter à la masse la tension positive fournie par R1, laquelle peut ainsi atteindre les broches 7 et 15 de reset, ce qui remet à zéro tout le comptage et le fait repartir de 0.

Afin de vérifier si les broches 5 et 12 prennent bien toutes deux le niveau logique 1 quand sur les deux afficheurs le nombre 24 est visualisé, il suffit de consulter le tableau 14, figure 270, dans lequel nous avons reporté les niveaux logiques présents sur les broches de sortie du 4518 pour chaque nombre de 19 à 24 visualisé sur l'afficheur.

	compteur 4518 pour les dizaines d'heures				compteur 4518 pour les heures			
broche 14 poids 8	broche 14 poids 8	broche 13 poids 4	broche 12 poids 2	broche 11 poids 1	broche 6 poids 8	broche 5 poids 4	broche 4 poids 2	broche 3 poids 1
19	0	0	0	1	1	0	0	1
20	0	0	1	0	0	0	0	0
21	0	0	1	0	0	0	0	1
22	0	0	1	0	0	0	1	0
23	0	0	1	0	0	0	1	1
24	0	0	1	0	0	1	0	0

Figure 269 – TABLEAU 14 :
Ce tableau montre que tout nombre de 0 à 23 est visualisé sur les deux afficheurs des heures : une des deux broches 5 ou 12 est toujours au niveau logique 0. C'est seulement quand on passe au nombre 24 que les deux broches 5 et 12 prennent le niveau logique 1 et donc la tension positive présente aux extrémités de R1 atteint les broches de reset 15 et 7, remettant à zéro les deux compteurs.

Quand sur les afficheurs des unités et des dizaines est visualisé un quelconque autre nombre, une des broches de ces deux compteurs est toujours au niveau logique 0 et donc la tension positive présente aux extrémités de R1 est court-circuitée à la masse (à travers les sorties du compteur) par une de ces broches et ne pourra atteindre les broches de reset 7 et 15 du compteur 4518. Par exemple, à 22 heures, sur la broche 12 du compteur pour les dizaines d'heures, il y a un niveau logique 1, mais sur la broche 5 du compteur des heures, il y a un niveau logique 0 et donc c'est la diode montée sur la broche 5 qui court-circuite à la masse la tension positive présente aux extrémités de R1. A 23 heures aussi sur la broche 12 du compteur pour les dizaines d'heures, il y a un niveau logique 1 et sur la broche 5 du compteur des heures un niveau logique 0.

C'est seulement à 24 heures, quand sur la broche 12 du compteur des dizaines d'heures il y a un niveau logique 1 et que ce même niveau logique se trouve aussi sur la broche 5 du compteur des heures, que plus aucune diode ne court-circuite à la masse la tension positive présente aux extrémités de R1, laquelle peut alors atteindre les deux broches de reset 7 et 15, remettant à zéro le comptage et le faisant repartir de 0 (figure 269). En fait, nous ne voyons jamais visualisé sur les afficheurs le nombre 24, car au moment même où on passe à 24 heures, les broches de reset effacent le comptage et visualisent sur les afficheurs 00.00.

Un coup d'œil sur la suite

Maintenant que nous vous avons expliqué comment on peut programmer, grâce aux diodes, les sorties des deux compteurs 4518 pour qu'ils divisent par 60 et par 24, nous pourrons, dans la deuxième partie de cette Leçon, passer à l'étude puis à la réalisation de cette horloge numérique. Dans les leçons précédentes, nous vous avions également expliqué pourquoi les compteurs 4518 disposent de 2 broches d'entrée (broches 1-2 et 9-10) et aussi pourquoi dans le premier compteur on entre sur la broche 1 et dans le second sur la broche 10.

En attendant la deuxième partie (pratique) de cette Leçon, vous pouvez, si vous voulez, vous y reporter.

A suivre 

NOTES

Une horloge numérique à afficheurs géants

Les diviseurs

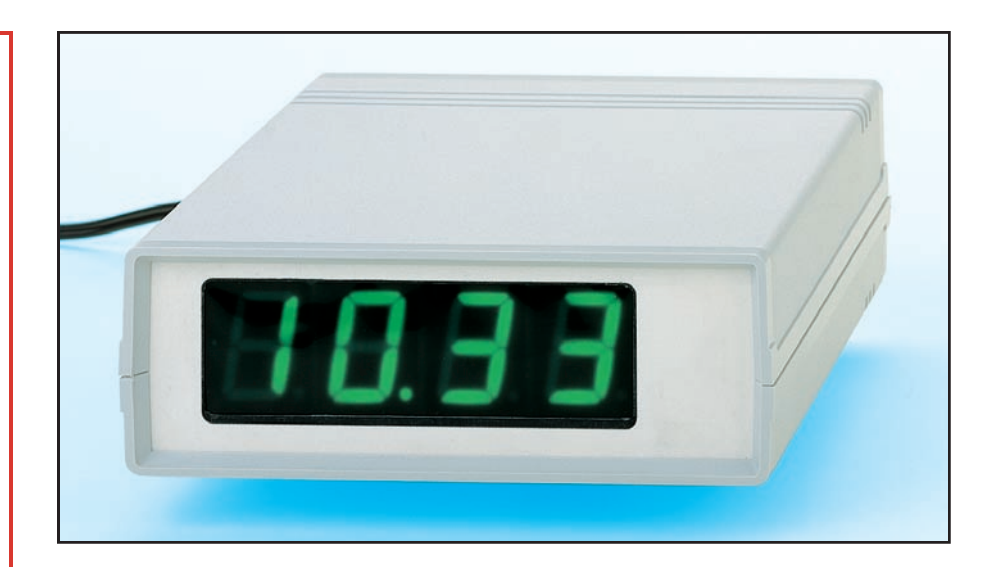
Mise en pratique

Dans la première partie de cette leçon, nous vous avons appris comment programmer des compteurs par 10 pour les faire compter jusqu'à 60 ou 24 et à programmer un diviseur programmable afin de prélever à sa sortie une impulsion par minute.

Dans cette seconde partie, vous allez mettre en pratique les connaissances que vous venez d'acquérir en réalisant une horloge numérique.

Il est certain qu'un seul circuit spécialisé peut faire à lui tout seul beaucoup mieux que ce que nous obtiendrons avec nos sept circuits intégrés !

Le but recherché n'est pas la performance de l'appareil mais la mise en pratique des connaissances acquises. Nous pouvons vous certifier que la réalisation de cette horloge numérique ne vous opposera aucune difficulté et que vous trouverez une très grande satisfaction à voir avancer sur les quatre afficheurs géants les minutes et les heures, surtout en sachant parfaitement ce qui se passe "à l'intérieur" !



Maintenant que nous vous avons expliqué comment on peut programmer, grâce aux diodes, les sorties des deux compteurs 4518 pour qu'ils divisent par 60 et par 24, nous pouvons, dans cette deuxième partie de la leçon, passer à l'étude puis à la réalisation de l'horloge numérique. Dans les leçons précédentes, nous vous avions également expliqué pourquoi les compteurs 4518 disposent de 2 broches d'entrée (broches 1-2 et 9-10) et aussi pourquoi, dans le premier compteur, on entre sur la broche 1 et dans le second sur la broche 10. Avant d'attaquer le montage proposé ici, vous pouvez, si vous voulez et si ce n'est déjà fait, vous y reporter.

E M S

L 7812

Figure 271 : Brochage du circuit intégré régulateur IC1 fournissant le 12 V stabilisé.

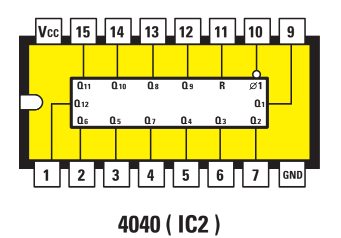
Le schéma électrique de l'horloge

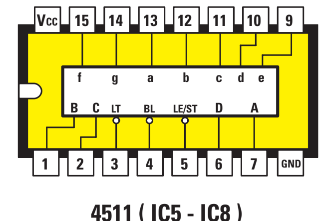
Puisque les fonctions dédiées aux circuits intégrés 4518 et 4040 sont maintenant connues de tous, nous pouvons passer à la description du schéma électrique de la figure 272. Comme dans les autres schémas, tous les circuits intégrés (sauf le 4518) sont représentés sous la forme d'un rectangle avec les broches d'entrée et de sortie placées dans la position la plus propre à éviter les croisements de fils (ce qui rendrait illisible le schéma).

Figure 272 : Schéma électrique de l'horloge numérique. IC2 sert à diviser par 3 000 la fréquence du secteur 230 V 50 Hz (figure 263), IC4 à compter les minutes jusqu'à 60 (figure 267) et IC3 les heures jusqu'à 24 (figure 269). P1 et P2 permettent la mise à l'heure de l'horloge (minutes et heures).

Notre description commence par le transformateur d'alimentation T1, doté d'un primaire secteur 230 V et d'un secondaire 12 V 0,5 A. Cette dernière tension est appliquée au pont redresseur RS1 et il en sort une tension continue que lisse l'électrolytique C1 de 2 200 µF. Cette tension continue atteint une valeur de 16 V et, comme l'horloge est à alimenter sous une tension stabilisée de 12 V, nous montons un circuit intégré régulateur IC1 L7812 (figure 271) dans la ligne positive, la broche du milieu (référence de masse) étant reliée… à la masse ! En effet, à l'entrée de IC1 est appliquée la tension de 16 V et on retrouve à sa sortie le 12 V stabilisé (cette tension ne variera pas, même si le secteur 230 V descend à 210 ou monte à 240 V).

Sur le secondaire, nous prélevons aussi, à travers R1, le signal de fréquence 50 Hz ensuite appliqué à la zener DZ1, limitant son amplitude à 12 V. C5, en parallèle avec la zener, sert à atténuer les impulsions parasites du secteur 230 V (causés par les interrupteurs, les thermostats du frigo et du lave-vaisselle, etc.) pouvant faire avancer le comptage de l'horloge.





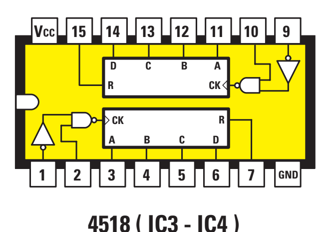


Figure 273 : Brochages vus de dessus des circuits intégrés utilisés, repère-détrompeurs en U tournés vers la gauche.

Liste des composants

R1 .... 4,7 kΩ
R2 .... 100 kΩ
R3 .... 68 kΩ
R4 .... 4,7 kΩ
R5 .... 68 kΩ
R6 .... 4,7 kΩ
R7 .... 4,7 kΩ
R8 .... 2,2 kΩ
R9 .... 820 Ω (réseau de résistances)
R10 .... 820 Ω (réseau de résistances)
R11 .... 1 kΩ
R12 .... 820 Ω (réseau de résistances)
R13 .... 820 Ω (réseau de résistances)
C1 .... 2 200 µF électrolytique
C2 .... 100 nF polyester
C3 .... 100 nF polyester
C4 .... 220 µF électrolytique
C5 .... 220 nF polyester
C6 .... 100 nF polyester
C7 .... 100 nF polyester
C8 .... 100 nF polyester
C9 .... 100 nF polyester
C10 .... 100 nF polyester
C11 .... 100 nF polyester
C12 .... 100 nF polyester
RS1 .... Pont redres. 100 V 1 A
DS1-DS13... Diodes 1N4148
DZ1 .... Zener 12 V 1/2 W
DISPLAY1 .... BSC A12 RD ou éq.
DISPLAY2 .... BSC A12 RD ou éq.
DISPLAY3 .... BSC A12 RD ou éq.
DISPLAY4 .... BSC A12 RD ou éq.
TR1 .... NPN BC547
IC1 .... Intégré L7812
IC2 .... CMOS 4040
IC3 .... CMOS 4518
IC4 .... CMOS 4518
IC5 .... CMOS 4511
IC6 .... CMOS 4511
IC7 .... CMOS 4511
IC8 .... CMOS 4511
T1 Transfo. 6W, Prim. 230V - Sec. 12 V / 0,5 A
P1 .... Poussoir
P2 .... Poussoir

Note : Toutes les résistances sont des 1/4 W à 5 %.

Le signal de 50 Hz est appliqué sur le diviseur programmable IC2 4040, programmé par les diodes reliées aux broches 1, 14, 12, 13, 2, 3 et 5 pour une division par 3 000 (figure 263, première partie), de telle façon qu'on puisse prélever sur la broche 11, à travers DS8, toutes les minutes, une impulsion positive ensuite appliquée sur la broche 1 du premier compteur présent dans le circuit intégré IC4. Le double compteur IC4 4518 est utilisé pour visualiser les minutes, le double compteur IC3 visualisant les heures.

Les résistances connectées entre les sorties des décodeurs 4511 et l'entrée de chaque afficheur (voir les rectangles marqués R9, R10, R12, R13) limitent le courant consommé par les segments desdits afficheurs, afin d'éviter de les détériorer. DS12 et DS13, reliées aux broches 12 et 13 de IC4, servent à obtenir une division par 60, comme le montrent les figures 266 et 267 de la première partie. DS11, reliée à la broche 5 de IC3 et DS10, reliée à la broche 12, servent à obtenir la division par 24, comme le montrent les figures 268 et 269 de la première partie de la leçon. Quand le compteur des minutes IC4 atteint 60, sur les broches de reset 7 et 15 arrive une impulsion positive laquelle, passant à travers DS9, atteint la broche 1 du second compteur IC3, ce qui fait avancer d'une unité le nombre visualisé sur l'afficheur des heures.

Le transistor TR1 présent dans cette horloge sert à faire clignoter le point décimal sur l'afficheur des unités des heures. Etant donné que la base de TR1 est reliée à la broche 2 du diviseur IC2, nous voyons s'allumer et s'éteindre ce point à chaque seconde environ (1,28 seconde exactement). En effet, le signal de 50 Hz prélevé sur la broche 2 est divisé par 32 et donc la fréquence disponible est de :

50 : 32 = 1,5625 Hz

ce qui correspond à un temps en seconde de :

1 : 1,5625 = 0,64 seconde

Donc, le point décimal reste allumé pendant 0,64 seconde et s'allume pendant 0,64 seconde : ce qui fait un clignotement chaque 1,28 seconde.

Sur la broche 5 du diviseur IC2, on prélève un signal de fréquence 50 : 8 = 6,25 Hz appliquée aux deux poussoirs P1 (minutes) et P2 (heures) servant à régler minutes et heures. En effet, quand l'horloge est construite, dès qu'on la branche sur le secteur 230 V, 00:00 apparaît sur les afficheurs, à moins que ce ne soit un nombre aléatoire et donc il faut mettre l'horloge à l'heure. P1 est à maintenir pressé jusqu'à l'affichage des minutes exactes, P2 jusqu'à l'affichage de l'heure exacte. P1 et P2 serviront à mettre l'horloge à l'heure après chaque coupure de courant ou au moment des deux changements d'heure annuels et enfin en cas d'avance ou de retard (causés par les impulsions parasites).

Conclusion théorique

Cette leçon sur l'horloge nous aura permis de faire un pas en avant, car maintenant vous saurez à quoi servent les décodeurs 4511, les compteurs 4518 et comment les programmer afin d'obtenir un comptage se remettant à zéro sur le nombre 60 ou sur le nombre 24, ainsi que programmer le circuit intégré 4040 afin de diviser une fréquence par un nombre quelconque. En suivant les leçons de ce Cours, vous avez compris que l'électronique n'est difficile que si les explications sont bâclées et donc incompréhensibles !

La réalisation pratique de l'horloge

Pour réaliser cette horloge, nous avons choisi des afficheurs à segments verts dont les dimensions sont 4 fois plus grandes que celles des afficheurs habituels. En effet,

les chiffres d'une horloge doivent être visibles à plusieurs mètres de distance, aussi, avons nous choisi ces grands afficheurs, bien qu'ils soient plus coûteux, car cette horloge devrait vous donner l'heure votre vie durant ! Et elle vous rappellera que vous avez appris l'électronique grâce au Cours d'ELM en passant de la théorie à la pratique.

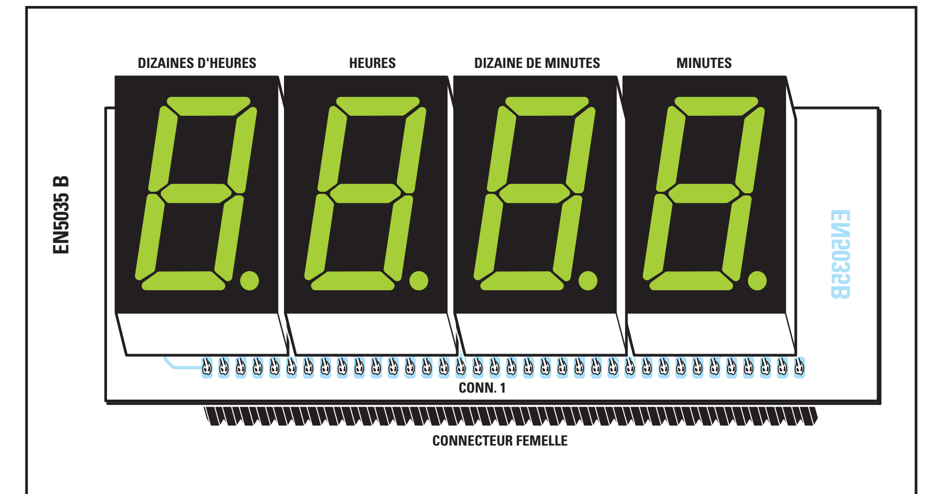


Figure 274 : Schéma d'implantation des composants de la platine afficheurs EN5035-B. Avant d'insérer les 4 afficheurs sur le circuit imprimé, soudez dans la partie basse les 36 broches du connecteur femelle. Ce dernier recevra ensuite le connecteur mâle de la platine principale (figure 275).

Avertissement pratique

Si, à ce moment, vous vous demandez si vous allez réussir à la monter, nous vous répondons sans hésiter qu'il faut vous jeter à l'eau (on n'apprend pas autrement à nager), que tout type d'initiation dans la vie doit en passer par là et, qu'en l'occurrence, le risque encouru est quasi nul. D'autant que si vous êtes attentif à nos conseils et à nos schéma d'implantation des composants et photo du prototype (figures 276 et 281, sans parler des autres), vous ne ferez aucune erreur.

Rappelez-vous que le secret de la réussite pratique d'un montage est dans la qualité des soudures : la panne du fer, dépourvue pour l'instant de tinol, doit être appuyée sur le cuivre de la piste ou de la pastille à la base de la queue dépassante du composant (ou de la broche si c'est un circuit intégré), après quoi, vous pouvez appliquer le bout du fil de tinol (de bonne qualité et de diamètre 0,8 mm) afin de déposer une à deux gouttes en fusion, puis ne retirer le fer que lorsque le tinol fondu s'est bien répandu sur la pastille et autour de la queue ou la broche sans être seulement "collée" par le flux décapant. Avant de passer à la soudure suivante, nettoyez bien la panne du fer avec une éponge humide afin de retirer tout le tinol fondu, car ce dernier ne contient pas de flux décapant et risquerait de faire, là encore, une soudure "collée" sur un cuivre oxydé. Pour les broches des supports de circuits intégrés, veillez en plus à ce qu'aucun court-circuit entre pistes ou pastilles n'existe : pour cela, ayez en main une pointe sèche et éventuellement un produit liquide permettant d'ôter l'excès de flux. Vous pouvez même aller, au cours de cette phase, jusqu'à contrôler avec votre multimètre en position "test de continuité" (sonore) ou à défaut "ohms x 1" (visuel) qu'aucun court-circuit n'existe. Vous ne perdrez pas votre temps.

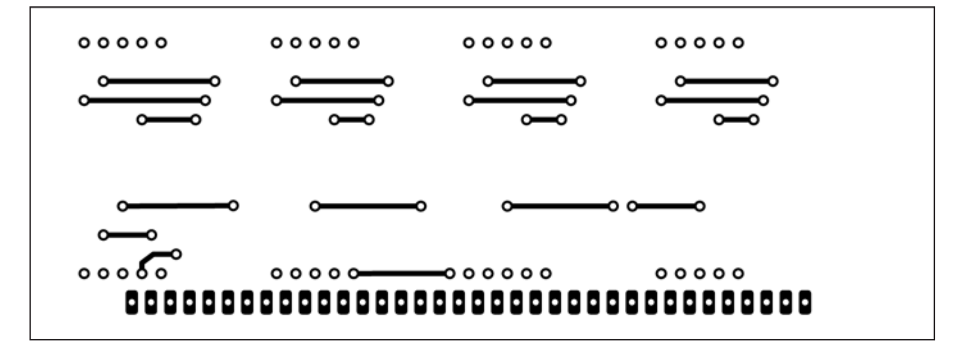


Figure 275-1 : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face à trous métallisés, côté afficheurs.

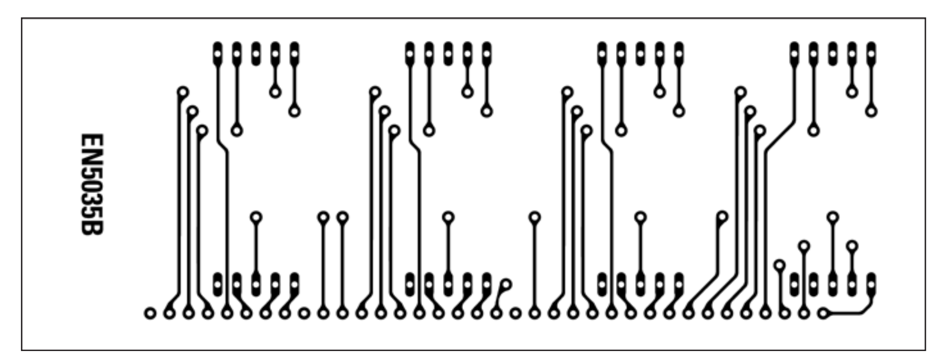


Figure 275-2 : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face à trous métallisés, côté connecteur femelle. Si vous réalisez vous-même ce circuit, n'oubliez pas les indispensables liaisons entre les deux faces.

Le montage proprement dit

Deux circuits imprimés sont mis en œuvre, le EN5035, pour la platine principale, est un circuit imprimé double face à trous métallisés (les figures 277-1 et 2 en donnent les dessins à l'échelle 1) et le EN5035-B, pour la platine afficheur, qui est également un circuit imprimé double face à trous métallisés (figures 275-1 et 2).

Sur le EN5035-B, montez sur une face le connecteur tulipe à 36 broches femelles (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée) et sur l'autre les 4 afficheurs, point décimal en bas à droite (le bas de la platine est le long côté où apparaissent les soudures du connecteur) : figures 274 et 279-280.

Sur le EN5035, montez en bas le connecteur coudé à 36 broches mâles (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée) : figures 276 et 281. Montez ensuite les supports des circuits intégrés et des réseaux résistifs,

Figure 276 : Schéma d'implantation des composants de la platine principale EN5035. En haut, nous donnons le brochage vu de dessus des réseaux résistifs R9, R10, R12, R13, afin que vous voyiez sur quelles broches sont montées les 7 résistances de 820 ohms. Le connecteur mâle coudé à 36 broches (en bas) reçoit le connecteur femelle de la platine afficheur (figure 274) au moment de l'installation dans le boîtier plastique (figure 282). Le repère-détrompeur en U de tous les composants à support DIL est orienté vers la droite.

puis vérifiez ces nouvelles soudures, comme ci-dessus : n'oubliez aucune soudure.

Montez ensuite toutes les résistances, après les avoir triées par valeurs à l'aide du code des couleurs. Les réseaux résistifs R9, R10, R12 et R13 contiennent les résistances pilotant les segments des afficheurs : nous avons choisi cette solution, quoique plus onéreuse, afin d'éviter qu'à cause de la tolérance des composants discrets certains segments ne soient plus lumineux que d'autres, au sein des réseaux les résistances individuelles ayant exactement la même valeur.

Montez toutes les diodes, y compris la zener, en orientant bien leurs bagues noires (blanche pour la zener) vers le bas (figure 276). Montez tous les condensateurs polyesters et les deux électrolytiques C1 et C4, en respectant bien la polarité +/– de ces derniers (la patte la plus longue est le + et le – est inscrit sur le côté du

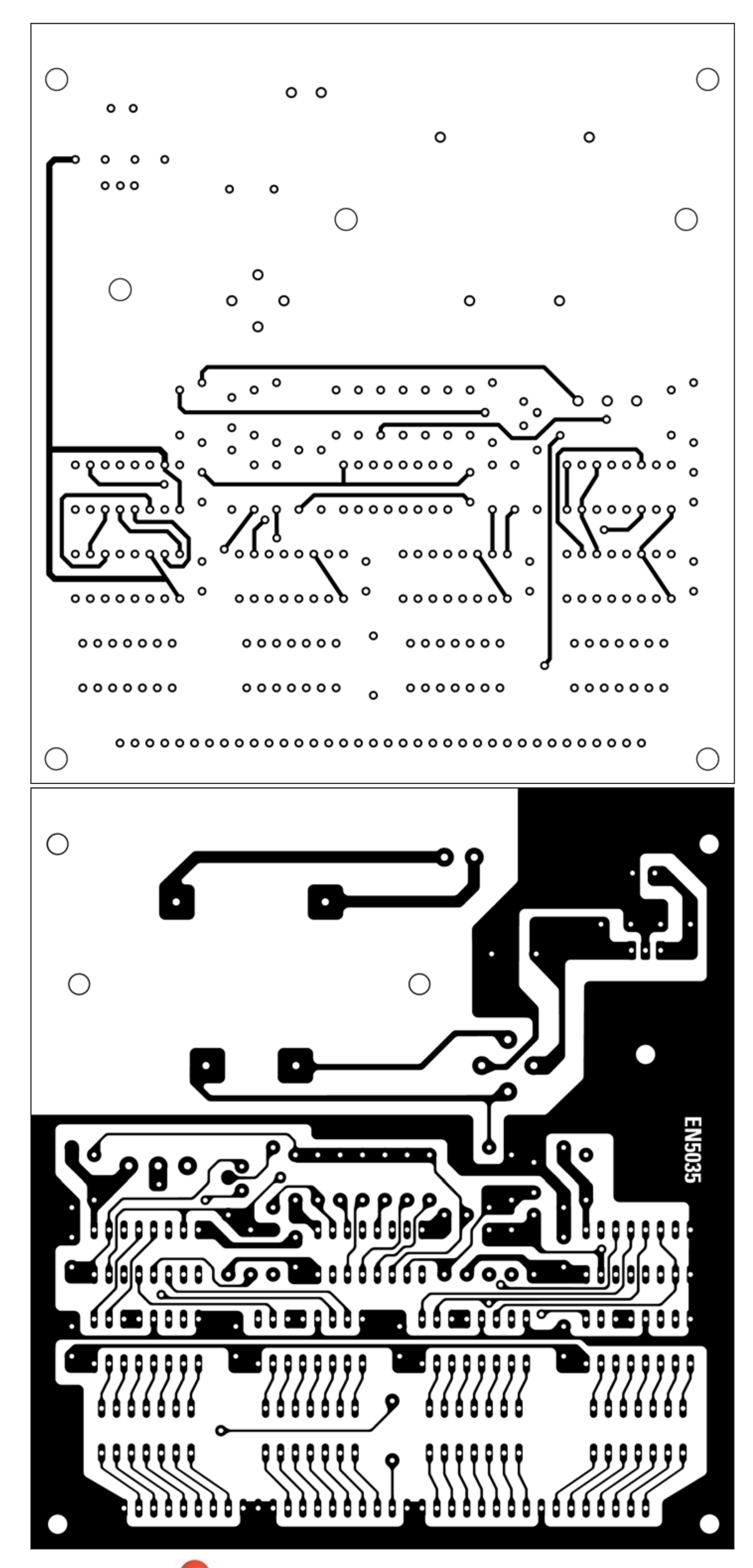


Figure 277-1: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face à trous métallisés, côté composants.

boîtier cylindrique). Pour les diodes, pour les résistances, comme pour les condensateurs et du reste pour tous les composants à sorties par fil, coupez, au ras du petit monticule de tinol, les longueurs de queues excédentaires avec une pince coupante.

Montez TR1, sans raccourcir en revanche ses pattes (dont les extrémités seront donc au sommet, à peu près, du monticule de tinol), en orientant bien son méplat repère-détrompeur vers R8. A sa droite, enfoncez et soudez les 3 picots de liaison à P1 et P2. Vous avez fait 90 % du travail: courage !

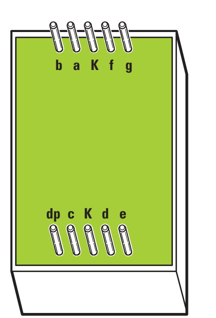
Montez le régulateur IC1 couché dans son dissipateur ML26 et fixé par un boulon 3MA, après avoir replié à 90° ses 3 pattes comme le montre la figure 276. Montez le bornier à deux pôles servant à l'entrée du secteur 230 V et le transformateur T1 (à fixer à l'aide de 2 boulons 3MA). N'oubliez pas de souder ses broches!

Enfoncez maintenant délicatement les circuits intégrés et les réseaux dans leurs supports en orientant bien leurs repère-détrompeurs en U vers la droite: n'intervertissez pas les circuits intégrés! Reliez les deux platines ensemble à l'aide de leurs connecteurs (figure 282).

Le montage dans le boîtier

Cette opération est illustrée par les figures 282 et 283. Après avoir ouvert le couvercle du boîtier plastique, fixez sur le fond horizontal la platine principale à l'aide de 4 vis autotaraudeuses et enfoncez la platine afficheurs (si ce n'est déjà fait) à l'aplomb de la platine principale, à l'aide du connecteur M/F 36 broches, derrière la face avant. Fixez sur le panneau arrière les 2 poussoirs (rouge = heures et noir = minutes) et faites passer le cordon secteur 230 V à travers le trou correspondant dans lequel vous aurez introduit un passe-câble en caoutchouc. Pour éviter d'arracher les 2 fils, avant

Figure 277-2: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face à trous métallisés, côté cuivre. Si vous réalisez vous-même ce circuit, n'oubliez pas les indispensables liaisons entre les deux faces.



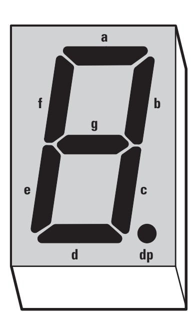


Figure 278 : Brochage d'un afficheur à 7 segments. Les broches a, b, c, d, est, f, g, correspondent à chacun des segments de l'afficheur. L'inscription dp est le point décimal et les broches K sont à relier à la masse (dans notre montage, une seule le sera effectivement).

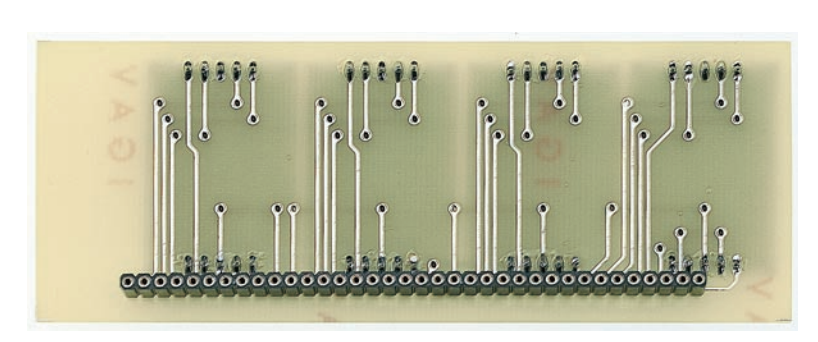


Figure 279 : Photo d'un des prototypes de la platine afficheur vue du côté du connecteur femelle.

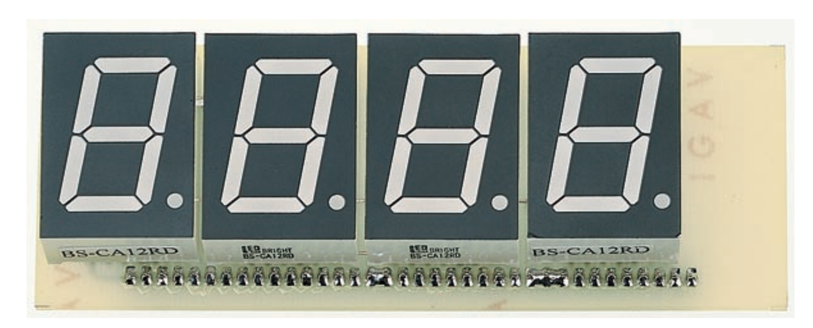


Figure 280 : Photo d'un des prototypes de la platine afficheur vue du côté des afficheurs. Le point décimal est en bas à droite.

de les fixer au bornier à 2 pôles, faites un nœud au cordon à l'intérieur du boîtier. Reliez aussi, à l'aide d'une nappe à 3 fils, les poussoirs aux 3 picots et, à l'aide d'une chute de fil de cuivre isolé, les deux poussoirs ensemble : pour ne pas inverser les connexions, regardez bien les détails de la figure 276.

Vous pouvez alors refermer le couvercle du boîtier, le brancher au secteur 230 V et procéder à la mise à l'heure de l'horloge.

Les essais et la mise à l'heure

Dès le branchement sur le secteur 230 V, le nombre 00:00 apparaît et le point décimal des unités des heures clignote. Les minutes défilant, l'afficheur visualise 00:01, 00:02, etc. Si vous pressez le poussoir des minutes P1, le nombre à deux chiffres des minutes défile très vite. Si vous pressez le poussoir des heures P2, c'est celui des heures qui avance rapidement. Si vous maintenez pressé P1 pour arriver à 00:59, c'est 01:00, puis 01:01, etc. qui seront affichés.

Pour mettre l'horloge à l'heure, pressez P1 jusqu'à l'affichage exact des minutes, puis P2 jusqu'à celui des heures. S'il est 9 h 15, par exemple, pressez P1 jusqu'à l'affichage 00:15, puis P2 jusqu'à l'affichage de 09:15. L'erreur d'afficheur de l'heure n'est que de quelques secondes : en effet, si lorsque vous mettez votre horloge à l'heure à 9 h 15, il est 9 h 15 minutes et 20 secondes, il va sans dire que,

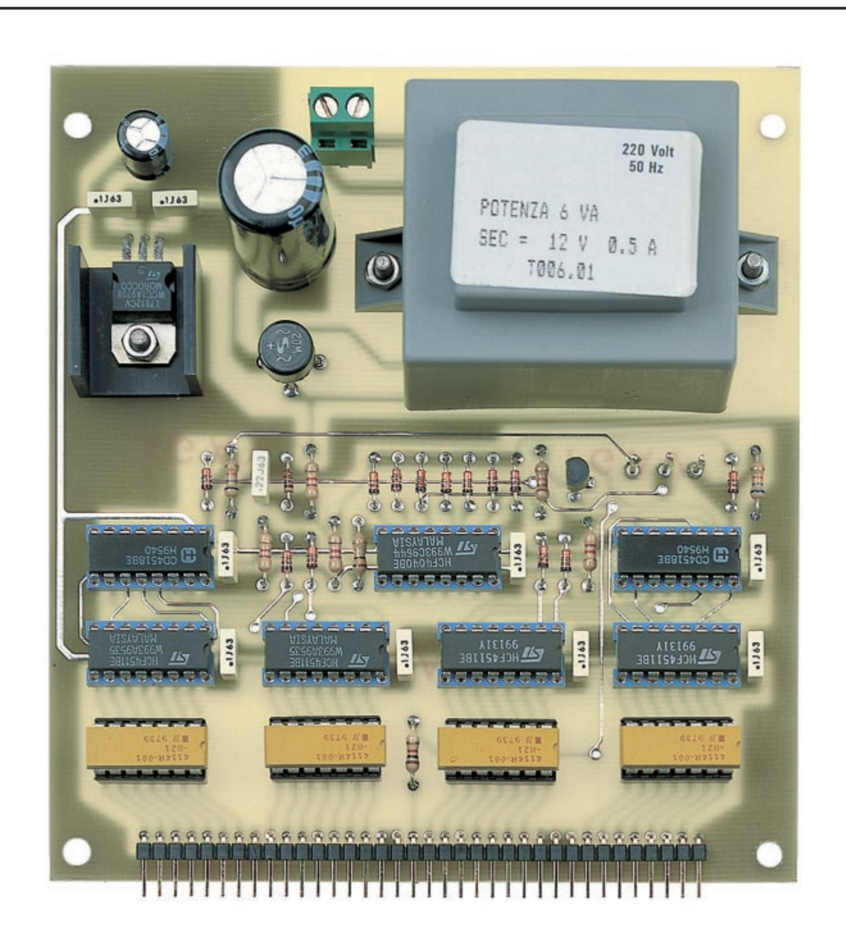


Figure 281 : Photo d'un des prototypes de la platine principale de l'horloge numérique.

l'horloge étant très précise, elle passera à 9 h 16 après 60 secondes et vous aurez alors un retard de 20 secondes.

Cela peut légitimement vous chagriner. Afin de l'éviter, voici ce que vous allez faire : allumez la télé, passez en vidéo (ou prenez votre réveil ou votre montre DCF si vous en possédez) et regardez en haut à droite l'heure exacte à 6 chiffres, par exemple 09:59:22, attendez 10:00:00 et à cet instant précis enfoncez le cordon secteur de l'horloge dans une prise de courant. Votre horloge affiche 00:00 et vous avez parfaitement synchronisé les minutes et les secondes : il ne vous reste qu'à régler les heures avec P2 sur 10:00.

Si une coupure du secteur 230 V se produit, vous devrez remettre à l'heure votre horloge de la même façon. Quant aux deux changements d'heure annuels, ils ne nécessiteront qu'une simple action de défilement des heures avec P2.

Conclusion pratique

Regarder une horloge construite de ses propres mains, surtout quand on a d'abord compris comment elle fonctionne dans ses moindres composants, est une grande joie renouvelée au fil des heures, des jours, des mois et des années. Et, si un de vos amis ou parents vous le demande, n'hésitez pas à lui en construire une car cette "commande" sera une vraie reconnaissance de votre valeur.

A moins que vous ne préfériez, si cela s'y prête, l'orienter vers l'étude personnelle, théorique et pratique, du Cours !

◆



Figure 282 : Montage dans le boîtier plastique des deux platines reliées par le connecteur M/F à 36 broches. La platine afficheurs est, bien sûr, maintenue derrière la face avant par les connecteurs M/F, les 4 afficheurs étant protégés par un écran translucide vert.



Figure 283 : Sur le panneau arrière, d'où sort le cordon secteur 230 V, sont fixés les deux poussoirs P1 et P2, servant à régler minutes et heures.

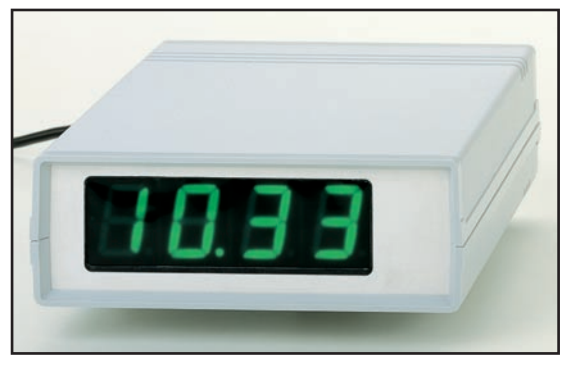
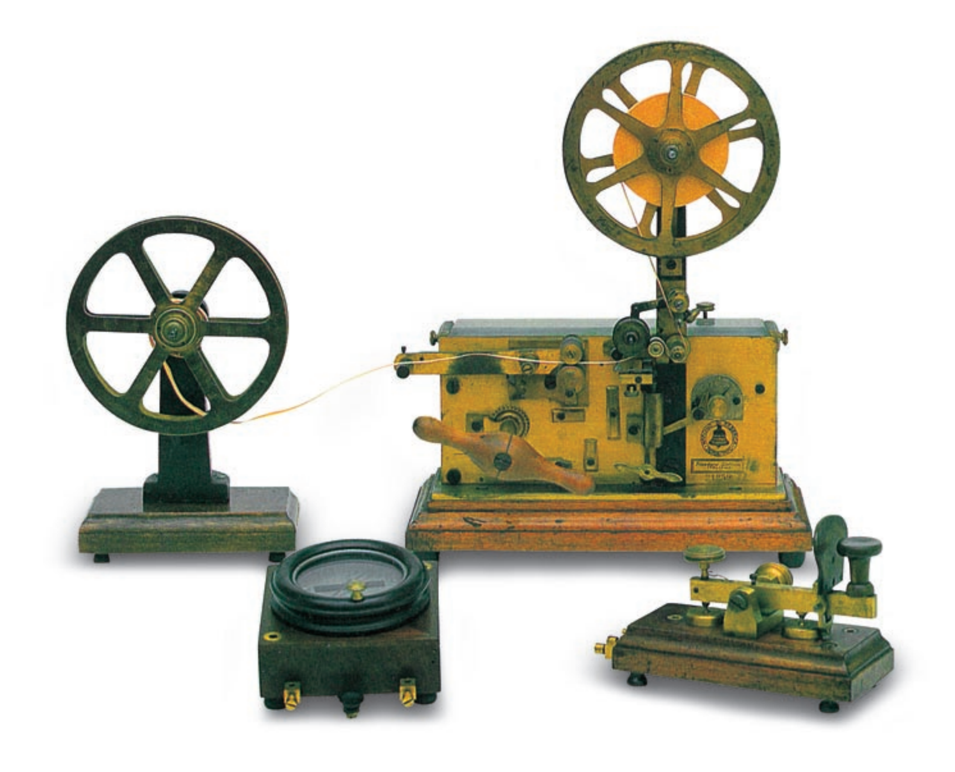


Figure 284 : Regarder une horloge construite de ses propres mains, surtout quand on a d'abord compris comment elle fonctionne dans ses moindres composants, est une grande joie renouvelée au fil des heures, des jours, des mois et des années.

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les oscillateurs HF

La théorie



Dans le domaine de l'émission, les jeunes, avec la soif de connaître qui les caractérise, sont toujours à la recherche de documents expliquant comment concevoir et construire un émetteur. Hélas, bien peu de livres traitent de ce sujet de manière vraiment satisfaisante : ils sont en effet trop théoriques et bourrés de formules mathématiques complexes et rebutantes. Les jeunes ont besoin d'entendre un langage simple permettant de comprendre très vite comment fonctionne un émetteur.

C'est justement pour combler cette attente que nous vous proposons cette Leçon 36, en deux parties, consacrée aux oscillateurs HF, soit l'étage de base de tout émetteur. Vous le constaterez vous-mêmes, la haute fréquence n'est pas aussi difficile que certains le soutiennent car, lorsque nous vous aurons révélé tous les petits (et les grands !) secrets à connaître absolument pour pouvoir la pratiquer, vous serez en mesure de réaliser tout seuls n'importe quel émetteur.

La deuxième partie (pratique) vous accompagnera dans le montage d'un VFO, d'une sonde de charge et d'un très petit émetteur FM : votre satisfaction sera grande quand vous constaterez que vous réussissez à envoyer une voix ou des sons à distance et ce sans les galères que vous redoutiez ! La leçon suivante (Leçon numéro 37) vous initiera aux oscillateurs à quartz, aux récepteurs superhétérodynes et aux amplificateurs de puissance.

Mais nous n'en sommes pas là : commençons, dans cette première partie, par un peu de théorie déjà orientée, vous allez le voir, vers la mise en œuvre concrète.

Depuis les temps les plus reculés l'homme a toujours cherché un moyen pour communiquer à longue distance et le premier à résoudre ce problème ne fut pas l'homme blanc : en effet, les premiers explorateurs du continent africain découvrent que les autochtones envoient leurs messages à distance en frappant des troncs d'arbres. Les pionniers, en traversant l'Amérique du Nord, remarquent que les Peaux-rouges informent leur tribu de l'approche d'un troupeau de bisons ou d'un adversaire menaçant, avec des nuages de fumée.



Figure 285: Les autochtones d'Afrique utilisent depuis longtemps la percussion de troncs d'arbres pour envoyer leurs messages à distance.



Figure 286: Ceux d'Amérique du Nord, les Peaux rouges, se servaient de nuages de fumée pour avertir leurs tribus de l'arrivée des Visages pâles redoutés.



Figure 287: Le téléphone est utilisé pour la première fois en Amérique, au début de l'année 1877.

L'homme blanc, lui, se considérant plus progressiste, envoyait ses messages à grande distance en se servant de pigeons voyageurs. C'est seulement après l'invention du téléphone qu'il entre en possession d'un moyen de communication très valable mais présentant un inconvénient majeur: la nécessité de dérouler des kilomètres de fil, ce qui limite à la terre ferme, excluant la mer et les mobiles (bateaux, voitures et aéronefs).

En 1895 l'invention de la radio résout le problème. Aujourd'hui, il lui suffit d'acheter une petite radio constituée de quelques transistors pour capter paroles, musiques et tous autres messages transmis à des milliers de kilomètres, ou bien un minuscule téléphone portable pour communiquer immédiatement une information à son voisin de palier ou à un parent à Papeete ou à Vancouver.

Si, grâce à la radio, la voix humaine ne connaît plus d'obstacle, il est nécessaire que les jeunes étudiant l'électronique sachent comment recevoir un signal radio, mais également comment émettre un signal: cette leçon est consacrée à ce dernier point.

Nombreux sont encore aujourd'hui ceux qui considèrent la HF délicate et difficile: mais c'est parce qu'ils n'ont pas trouvé des sources valables expliquant simplement tout ce qu'il faut savoir. Certaines revues, en effet, voudraient l'enseigner, mais elles se contentent de copier les schémas des publications américaines, ou les notes d'applications des constructeurs, sans les essayer, sans avoir monté effectivement le circuit: le lecteur confiant est alors "jeté en pâture" au hasard!

Le montage ne fonctionne pas et quand le lecteur demande de l'aide à la revue, il s'entend répondre que pour réussir en HF il faut être un bon connaisseur et disposer d'un labo spécifique avec fréquencemètre, analyseur de spectre et oscilloscope. Cette déconvenue fait souvent de lui quelqu'un de méfiant désormais envers tout ce qui touche à la HF. En fait, les instruments de mesure susnommés sont utiles mais non strictement nécessaires et les premiers techniciens n'en disposaient pas… et pour cause! Ils se contentaient d'un simple galvanomètre qu'on n'appelait pas encore multimètre.

Si vous suivez attentivement cette leçon, vous verrez qu'il est plus facile de construire un émetteur qu'un récepteur ou un amplificateur BF.



Figure 288: Avant l'invention du téléphone, l'homme blanc communique à distance par télégraphe en transmettant des traits et des points (alphabet Morse). La première ligne télégraphique fut inaugurée aux Etats-Unis entre Washington et Baltimore le 24 mai 1844.

L'étage oscillateur HF

Pour réaliser tout émetteur, il est nécessaire de partir d'un oscillateur produisant un signal HF. Si nous voulons, par exemple, émettre en Ondes Moyennes, il faut avant tout réaliser un oscillateur HF produisant ces fréquences. Si l'on veut émettre sur 14,5 MHz, soit sur la gamme Ondes Courtes, il est nécessaire de réaliser un étage oscillateur produisant un signal HF sur la fréquence de 14,5 MHz. Pour émettre sur la gamme des 88 à 108 MHz, il faut réaliser un étage oscillateur pouvant produire ces fréquences.

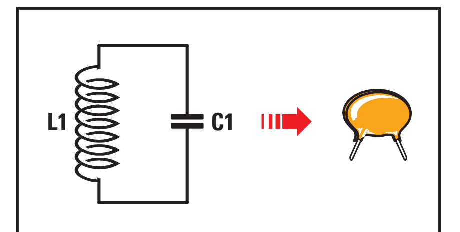


Figure 289: Pour s'accorder sur une fréquence, il faut un circuit constitué d'une self L1 avec, en parallèle, un condensateur C1.

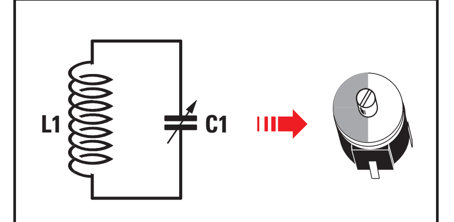


Figure 290: Au lieu d'utiliser un condensateur à capacité fixe, dans tous les circuits d'accord, on utilise, en parallèle à la self L1, un condensateur variable ou un condensateur ajustable C1.

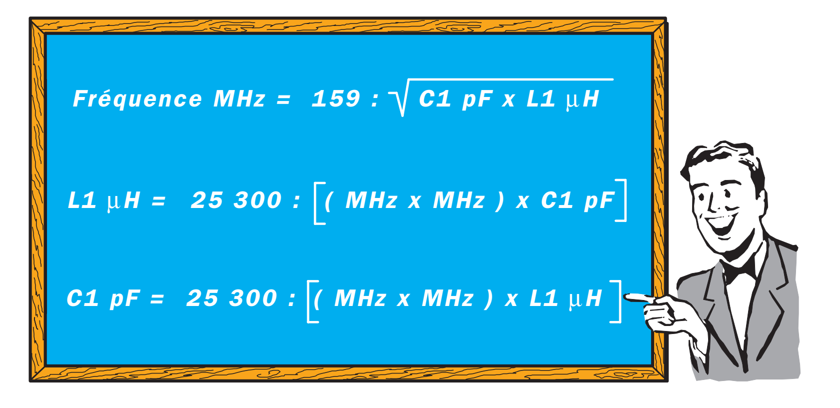


Figure 291 : Au tableau noir, toutes les formules permettant de trouver les valeurs de fréquence, capacité et inductance.

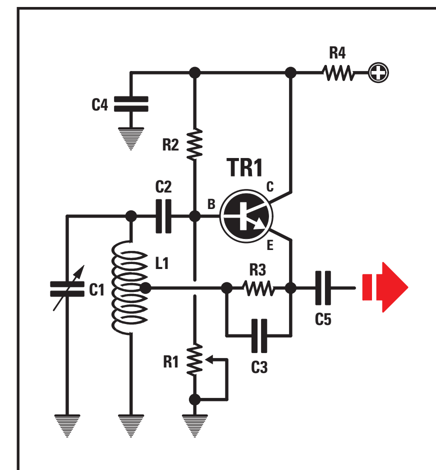


Figure 292 : Dans un schéma électrique, tous les points de masse sont toujours situés à côté des composants, afin d'éviter les croisements complexes de fils rendant le schéma illisible.

Etant donné que la puissance délivrée par un étage oscillateur est dérisoire, pour l'augmenter, il suffit d'ajouter à sa suite des étages amplificateurs de puissance, comme d'ailleurs on le fait pour les amplificateurs BF. En effet, lorsqu'en BF nous amplifions le signal capté par un microphone avec un seul transistor, celui-ci n'est pas en mesure de fournir en sortie une puissance suffisante pour piloter un haut-parleur de 30 ou même de 5 W. Pour ce faire, il est nécessaire d'amplifier le signal reçu par le microphone avec des transistors de puissance jusqu'à l'obtention des watts requis.

Sachant que les oscillateurs fournissent en sortie quelques milliwatts seulement, pour réaliser un émetteur de 3 ou 50 W, il faut amplifier ce signal avec des transistors de puissance jusqu'à obtenir la puissance (les watts) requis.

Le choix du transistor oscillateur

Pour réaliser un étage oscillateur, il faut choisir des transistors ayant un gain non inférieur à 50. Avec un gain inférieur, la puissance sera plus faible. Pour connaître le gain d'un transistor, vous pouvez réaliser le Testeur de transistors EN5014 proposé dans la Leçon 17 du numéro 17 d'ELM.

En plus du gain, il est nécessaire de choisir un transistor ayant une fréquence de coupure supérieure à celle sur laquelle on veut le faire osciller. La fréquence de coupure est la fréquence limite que le transistor est en mesure d'amplifier. Si les caractéristiques d'un transistor indiquent une fréquence de coupure de 30 MHz, nous pouvons réaliser un oscillateur oscillant sur n'importe quelle fréquence de 0,01 MHz jusqu'à 29 MHz, mais nous ne pourrons pas le faire osciller au-delà d'une fréquence de 30 MHz. Pour réaliser un étage oscillateur produisant une fréquence de 150 MHz, nous devons choisir un transistor dont la fréquence de coupure soit supérieure à 200 MHz.

La fréquence de coupure d'un transistor peut être comparée à la vitesse maximale qu'une voiture peut atteindre. Si un véhicule peut atteindre une vitesse maximale de 90 km/h, une personne peut s'y déplacer à 30, 50 ou 80 km/h mais pas à plus de 90 km/h. Si notre voiture peut aller à 200 km/h, nous pouvons nous y déplacer à 30, 50, 80 et même 195 km/h mais pas à plus de 200 km/h.

La fréquence d'émission

La fréquence d'émission est déterminée par le circuit d'accord (figure 289), composé d'une self et d'un

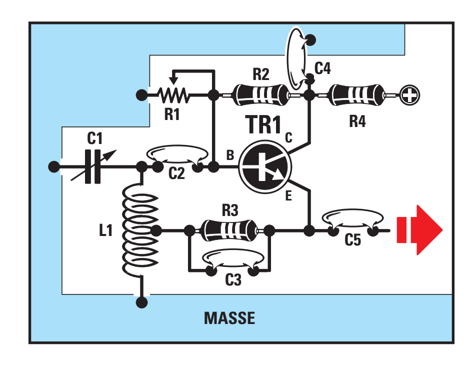


Figure 293 : Dans un étage oscillateur ou amplificateur HF, on ne doit jamais relier à des points de masse éloignés les extrémités des condensateurs et des résistances, au risque de faire auto-osciller le circuit.

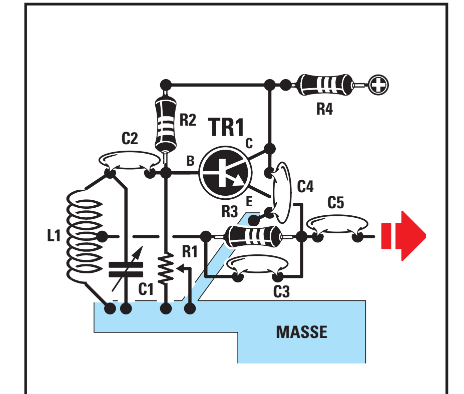


Figure 294 : Toutes les extrémités des résistances ou des condensateurs présents dans notre oscillateur sont reliées à une unique piste de masse (R1, C4).

condensateur. Si pour connaître la capacité d'un condensateur il suffit de lire sa valeur en pF écrite sur son boîtier ou son enrobage, connaître l'inductance en µH d'une self est en revanche un peu plus difficile : en effet, si l'on ne dispose pas d'un inductancemètre numérique, il n'y a qu'une seule possibilité, calculer sa valeur en µH en utilisant la formule et les exemples reportés en fin de leçon (seconde partie).

L'inductance d'une self et la capacité d'un condensateur

Connaissant la valeur en µH d'une self L1 et celle en pF d'un condensateur C1 en parallèle (figure 289), il est possible de calculer avec une bonne approximation la fréquence produite en utilisant la formule :

fréquence MHz =
159 : racine C1 pF x L1 µH.

Connaissant la valeur en MHz de la fréquence que l'on veut produire et la valeur en pF de C1, il est possible de calculer avec une bonne approximation la valeur de la self en µH en utilisant la formule :

L1 µH =
25 300 : [(MHz x MHz) x C1 pF].

Connaissant la valeur en MHz de la fréquence que l'on veut produire et la valeur en µH de L1, il est possible de calculer avec une bonne approximation la valeur du condensateur en pF en utilisant la formule :

C1 pF =
25 300 : [(MHz x MHz) x L1 µH].

Note : *Le symbole µH signifie microhenry et pF picofarad.*
Si nous voulons réaliser un étage oscillateur produisant une fréquence de 90 MHz en utilisant un condensateur de 30 pF, calculons tout d'abord la valeur en µH de L1 :

L1 µH =
25 300 : [(MHz x MHz) x C1 pF] soit
25 300 : [(90 x 90) x 30] = 0,1 µH.

Donc une self de 0,1 µH en parallèle avec un condensateur de 30 pF donnera, en théorie, une fréquence de :

159 : racine 30 x 0,1 = 91,79 MHz.

Une fréquence trouvée par calcul mathématique est toujours approximative, car elle ne tient pas compte

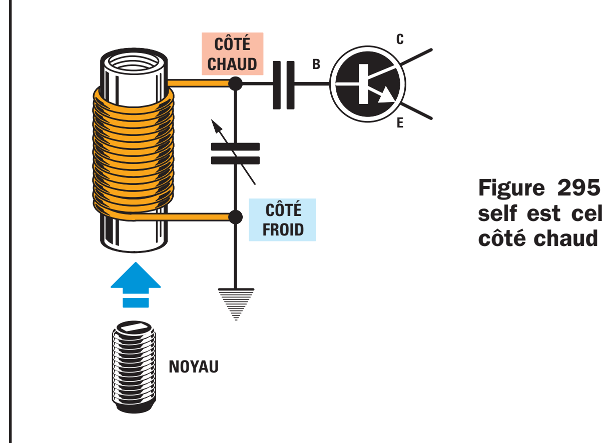


Figure 295 : Le côté froid de cette self est celui relié à la masse et le côté chaud est celui relié à la base.

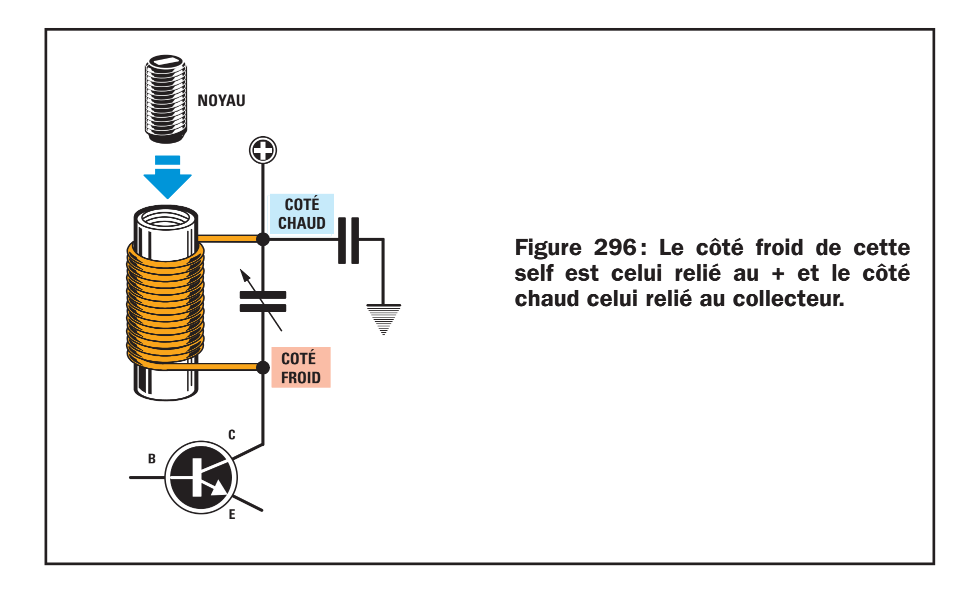


Figure 296 : Le côté froid de cette self est celui relié au + et le côté chaud celui relié au collecteur.

de la tolérance des composants (environ 10 %) ni des capacités parasites (inconnues) du circuit. Si cette capacité parasite est de 5 pF, en l'ajoutant à celle du condensateur, nous obtenons 35 pF environ et, avec cette capacité totale, l'oscillation se fera sur :

159 : racine 35 x 0,1 = 84,98 MHz.

Comme il est difficile de connaître cette valeur de capacité parasite, dans tous les circuits d'accord, on insère, à la place du condensateur de capacité fixe, un condensateur variable ou ajustable (figure 290) pouvant être réglé jusqu'à l'obtention de la fréquence d'oscillation désirée.

Les secrets des oscillateurs

Les oscillateurs permettant une variation de la fréquence par variation de la capacité du condensateur (condensateur variable ou ajustable) monté en parallèle à la self, s'appellent des VFO ou "Variable Frequency Oscillator" (oscillateur à fréquence variable). Les figures 298 à 301 présentent

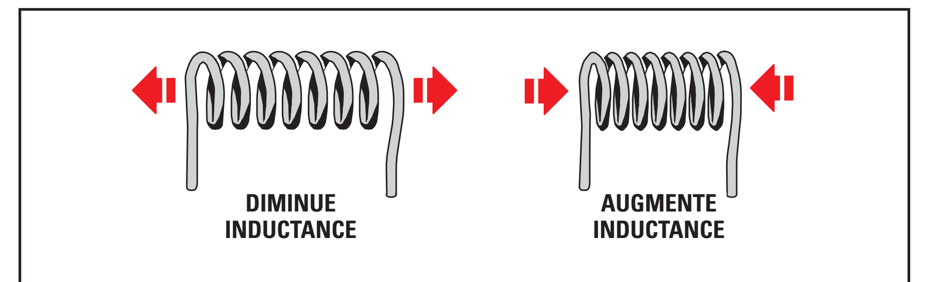


Figure 297 : Si vous bobinez des selfs à spires espacées, n'oubliez pas qu'en espaçant les spires vous diminuez l'inductance et qu'en les serrant vous l'augmentez.

les schémas classiques des oscillateurs à transistors et les figures 302 à 305 ceux à FET. Vous le voyez, les schémas sont très simples, mais pour les faire fonctionner, il faut respecter quelques règles fondamentales :

1 - Monter le condensateur d'accord (mais ce peut être une diode varicap) très près des deux extrémités de la self.

2 - Faire des connexions très courtes entre le réseau d'accord L/C et le transistor, surtout si l'on veut dépasser 15 MHz.

3 - Les extrémités des résistances et du condensateur allant à la masse ne doivent pas être reliées au hasard à une piste quelconque de masse (figure 293), car l'étage oscillateur risquerait de produire une infinité de fréquences indésirables. Tous les composants d'un étage oscillateur doivent être reliés à une unique piste de masse. La figure 294 vous donne un exemple dans lequel C4 est relié à la même piste de masse que L1, C1 et R1.

4 - Si la self d'accord est pourvue d'un noyau ferromagnétique, ce dernier est à insérer du côté froid de la self. On entend par "côté froid" le côté de la self dont l'extrémité du fil est reliée à la masse (figure 295). Si la self est reliée au collecteur du transistor, le côté froid est celui dont l'extrémité du fil est reliée au positif de la tension d'alimentation (figure 296). Si l'on insérait ce noyau du côté opposé (côté chaud), l'oscillateur fonctionnerait aussi, mais le courant consommé par le transistor serait plus important et non pas son rendement.

5 - Si le VFO est utilisé pour piloter des transistors de puissance, il est toujours vivement conseillé de le faire suivre par un étage séparateur constitué d'un FET ou d'un transistor : cet étage séparateur, n'amplifiant pas le signal, sert seulement à ne pas surcharger l'étage oscillateur. Si le signal produit est amplifié par des transistors de puissance, il est préférable de blinder l'étage oscillateur en le protégeant avec un boîtier métallique : ainsi, on évite que la self oscillatrice ne capte par voie inductive le signal HF présent à la sortie du final de puissance, ce qui rendrait le montage instable.

6 - Le transistor ou FET utilisé n'a pas besoin de consommer un courant élevé. Le courant d'un transistor oscillateur doit être d'environ 10 à 12 mA et celui d'un FET de 9 à 10 mA.

Les schémas de VFO

Les pages suivantes vous proposent quelques schémas électriques de différents VFO lesquels, une fois montés, fonctionnent tout de suite. Si l'étage oscillateur utilise un transistor, tournez le curseur du trimmer pour obtenir un courant de 10 à 11 mA et s'il utilise un FET, de 6 à 7 mA. Sous chaque schéma, nous avons reporté aussi la valeur de la tension lue sur la sonde de charge EN5037 (réalisation dans la deuxième partie) reliée à la sortie de l'étage oscillateur (figure 315). Le Tableau 15 est très utile pour savoir quelles fréquences minimales et maximales on peut obtenir en mettant en œuvre une self dont la valeur en µH figure dans la deuxième colonne et un condensateur en parallèle (condensateur variable ou condensateur ajustable) dont la capacité en pF est dans la troisième colonne. Pour l'agrémenter, les autres colonnes indiquent le diamètre du support, le nombre de spires, le diamètre du fil et la longueur totale de l'enroulement de la self.

Pour bobiner les selfs, vous pouvez aussi utiliser un support d'un diamètre différent de celui indiqué (même chose pour le diamètre du fil) : si vous prenez un diamètre plus petit, vous devez enrouler plus de spires et si vous choisissez un diamètre plus grand, moins de spires. Si, après avoir réalisé la self, vous constatez que l'oscillateur ne parvient pas à atteindre les fréquences hautes de la gamme choisie, coupez quelques spires et si ce sont les fréquences basses qui se trouvent hors d'atteinte, vous pouvez monter en parallèle avec le condensateur ajustable un condensateur céramique fixe de 10, 12 ou 18 pF. Si la self est à spires espacées, pour descendre en fréquence, il suffit de serrer les spires davantage et pour monter en fréquence de les espacer davantage (figure 297).

Si vous utilisez un support (cela s'appelle un mandrin) avec noyau ferromagnétique, donc un mandrin à noyau (figures 295 et 296), n'oubliez pas qu'au plus vous vissez ce noyau à l'intérieur du mandrin au plus vous augmentez la valeur en µH (l'inductance) de la self. ◆

TABLEAU 15

Gamme de fréquence	Valeur de la self	Capacité maximale	Diamètre de la bobine	Nombre de spires	Diamètre du fil	Longueur bobinage
5-13 MHz	9,0-10 µH	100 pF	12 mm	43	0,7 mm	28-29 mm
9-21 MHz	3,0-4,0 µH	100 pF	12 mm	19	0,7 mm	12-13 mm
17-34 MHz	1,6-2,0 µH	50 pF	10 mm	14	0,8 mm	10-11 mm
30-80 MHz	0,5-0,6 µH	50 pF	7 mm	10	1,0 mm	17-18 mm
75-110 MHz	0,2-0,3 µH	15 pF	7 mm	6	1,0 mm	10-11 mm
100-150 MHz	0,1-0,2 µH	15 pF	6 mm	5	1,0 mm	8-9 mm

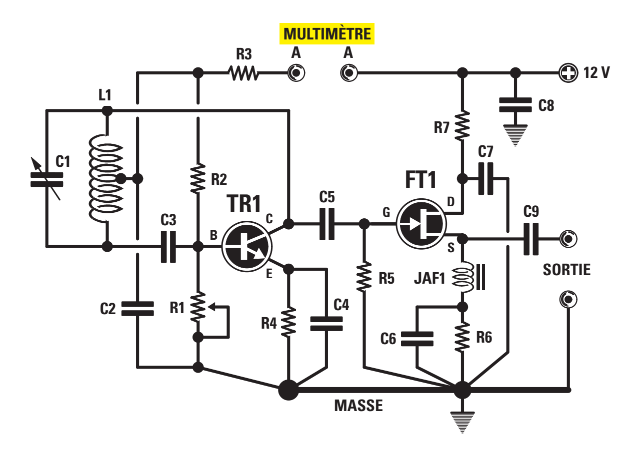


Figure 298 : Sur cet oscillateur, il est possible de prélever, avec une sonde de charge de 50 ohms (voir deuxième partie de la Leçon), une tension HF variant de 0,8 à 1,1 V. Une extrémité de C2 se trouve très près de la prise centrale de L1 et l'autre très près d'une piste de masse voisine de R1 et de R4.

Si vous réalisez cet oscillateur pour des fréquences inférieures à 80 MHz, vous pouvez augmenter son rendement en remplaçant C4 = 47 pF par un autre de 220 pF. Pour une fréquence supérieure à 90 MHz, le rendement augmente pour C4 = 22 pF.

Liste des composants

R1 ....20 kΩ trimmer
R2 ....56 kΩ
R3 ....100 Ω
R4 ....100 Ω
R5 ....100 kΩ
R6 ....100 Ω
R7 ....22 Ω
C1 ....Voir tableau 15
C2 ....10 nF céramique
C3 ....27 pF céramique
C4 ....47 pF céramique
C5 ....22 pF céramique
C6 ....1 nF céramique
C7 ....10 nF céramique
C8 ....10 nF céramique
C9 ....1 nF céramique
L1..............Voir tableau 15
JAF1...........Self HF
TR1............Transistor NPN 2N2222
FT1 ....FET U310 ou équivalent

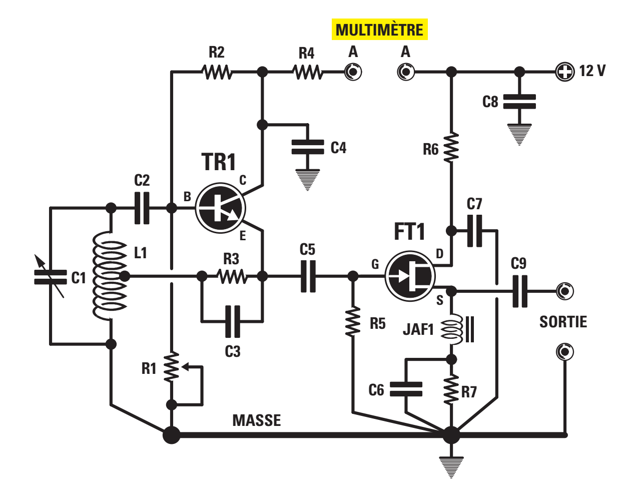


Figure 299 : Sur cet oscillateur, il est possible de prélever, avec une sonde de charge de 50 ohms (voir deuxième partie de la Leçon), une tension HF variant de 0,8 à 1,0 V. A la différence du précédent, la prise centrale de la self L1 est reliée à R3 et à C3 alimentant l'émetteur du transistor.

Si vous réalisez cet oscillateur pour des fréquences inférieures à 80 MHz, vous pouvez augmenter son rendement en remplaçant C3 = 22 pF par un autre de 220 pF. Pour un nombre de spires de L1 et la capacité de C1, vous pouvez utiliser les valeurs du tableau 15.

Liste des composants

R1 ....20 kΩ trimmer
R2 ....56 kΩ
R3 ....100 Ω
R4 ....100 Ω
R5 ....100 kΩ
R6 ....22 Ω
R7 ....100 Ω
C1 ....Voir tableau 15
C2 ....27 pF céramique
C3 ....22 pF céramique
C4 ....10 nF céramique
C5 ....22 pF céramique
C6 ....1 nF céramique
C7 ....10 nF céramique
C8 ....10 nF céramique
C9 ....1 nF céramique
L1..............Voir tableau 15
JAF1...........Self HF
TR1............Transistor NPN 2N2222
FT1 ....FET U310 ou équivalent

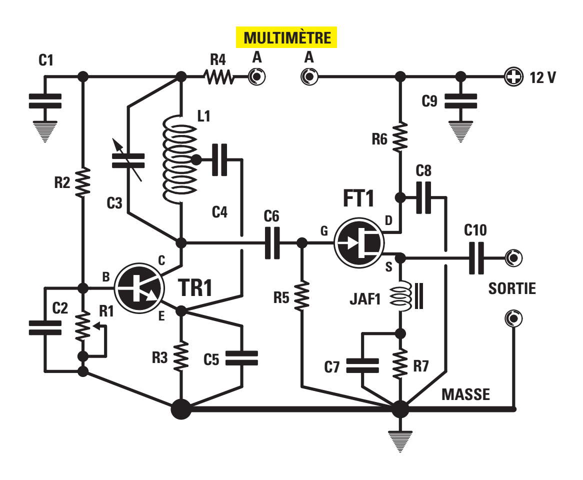


Figure 300 : Sur cet oscillateur, il est possible de prélever, avec une sonde de charge de 50 ohms (voir deuxième partie de la Leçon), une tension HF variant de 1,0 à 1,2 V. La prise centrale de L1 est reliée, à travers C4, à l'émetteur de TR1. Dans cet oscillateur, ayant un rendement supérieur à tout autre, la valeur de C5, entre émetteur et masse, est critique.

Si vous réalisez cet oscillateur pour des fréquences inférieures à 15 MHz, vous pouvez remplacer C5 = 330 pF par un autre de 1 000 pF. Pour une fréquence supérieure à 70 MHz, remplacez-le par un de 100 pF.

Liste des composants

R1 ....20 kΩ trimmer
R2 ....56 kΩ
R3 ....100 Ω
R4 ....100 Ω
R5 ....100 kΩ
R6 ....22 Ω
R7 ....100 Ω
C1 ....10 nF céramique
C2 ....10 nF céramique
C3 ....Voir tableau 15
C4 ....22 pF céramique
C5 ....330 pF céramique
C6 ....22 pF céramique
C7 ....1 nF céramique
C8 ....10 nF céramique
C9 ....10 nF céramique
C10 ....1 nF céramique
L1..............Voir tableau 15
JAF1...........Self HF
TR1............Transistor NPN 2N2222
FT1 ....FET U310 ou équivalent

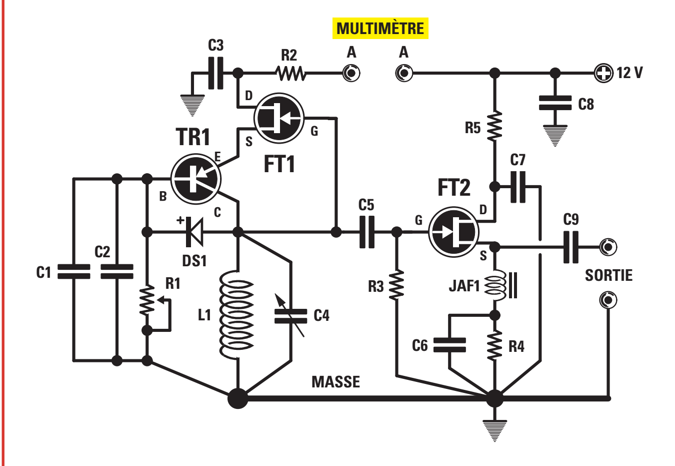


Figure 301 : Sur cet oscillateur, il est possible de prélever, avec une sonde de charge de 50 ohms (voir deuxième partie de la Leçon), une tension HF variant de 0,6 à 0,8 V. A la différence des autres oscillateurs, celui-ci utilise un transistor PNP, deux FET et une self sans prise centrale.

Une de ses caractéristiques est d'utiliser une self avec moins de spires par rapport à ce qu'indique le tableau 15. Pour réduire la valeur d'inductance des selfs ayant seulement 4 ou 5 spires, il suffit d'augmenter l'espacement entre spires ou réduire le diamètre du support.

Liste des composants

R1 ....20 kΩ trimmer
R2 ....100 Ω
R3 ....100 kΩ
R4 ....100 Ω
R5 ....22 Ω
C1 ....10 nF céramique
C2 ....100 pF céramique
C3 ....10 nF céramique
C4 ....Voir tableau 15
C5 ....22 pF céramique
C6 ....1 nF céramique
C7 ....10 nF céramique
C8 ....10 nF céramique
C9 ....1 nF céramique
L1..............Voir tableau 15
JAF1...........Self HF
DS1 ....Diode schottky BAR10
TR1............Transistor PNP BFY71-BSX29
FT1 ....FET U310 ou équivalent
FT2 ....FET U310 ou équivalent

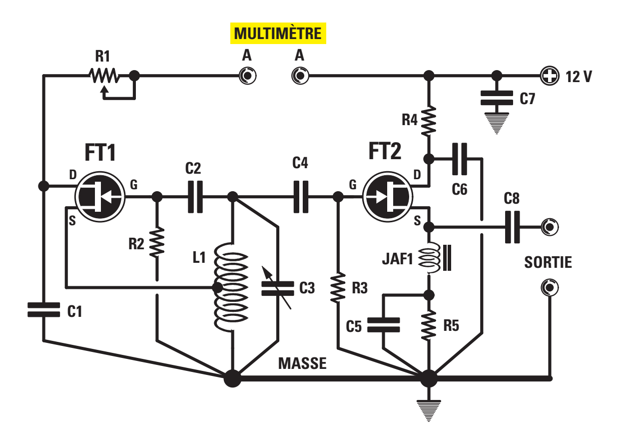


Figure 302 : Sur cet oscillateur utilisant deux FET, il est possible de prélever, avec une sonde de charge de 50 ohms (voir deuxième partie de la Leçon), une tension HF variant de 1,4 à 1,6 V. Dans ce circuit, une extrémité de C1 est située sur le drain de FT1 et l'autre au point de masse où est reliée la R2 de gâchette. Après avoir relié le multimètre (portée mA) aux points AA, vous devez tourner le trimmer R1 jusqu'à ce que la consommation de FT1 soit de 7 mA environ. Après avoir réglé le courant, enlevez le multimètre et court-circuitez les points AA avec un court morceau de fil de cuivre dénudé.

Liste des composants

R1 .... 2 kΩ trimmer
R2 .... 100 kΩ
R3 .... 100 kΩ
R4 .... 22 Ω
R5 .... 100 Ω
C1 .... 10 nF céramique
C2 .... 27 pF céramique
C3 .... Voir tableau 15
C4 .... 22 pF céramique
C5 .... 1 nF céramique
C6 .... 10 nF céramique
C7 .... 10 nF céramique
C8 .... 1 nF céramique
L1............. Voir tableau 15
JAF1.......... Self HF
FT1 .... FET U310 ou équivalent
FT2 .... FET U310 ou équivalent

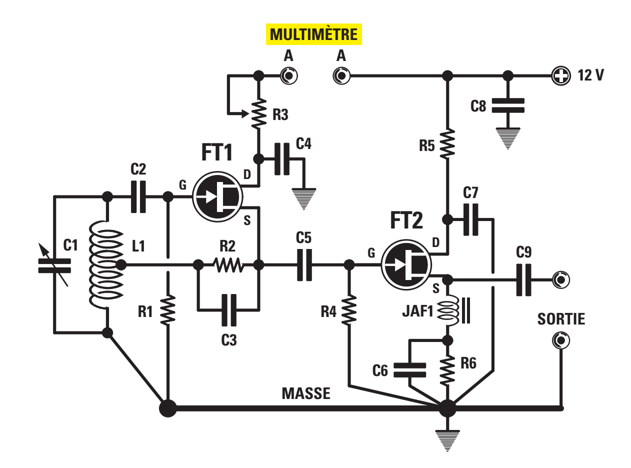


Figure 303 : Sur cet oscillateur, il est possible de prélever, avec une sonde de charge de 50 ohms (voir deuxième partie de la Leçon), une tension HF variant de 1,3 à 1,4 V. Dans ce circuit aussi, une extrémité de C4 est reliée très près du drain de FT1 et l'autre au point de masse où est reliée la R1 de gâchette. Après avoir relié le multimètre (portée mA) aux points AA, vous devez tourner le trimmer R3 jusqu'à ce que la consommation de FT1 soit de 7 mA environ. Sur la prise centrale de L1 est relié le nœud de R2/C3 en parallèle, l'autre nœud allant à la source de FT1.

Liste des composants

R1 .... 100 kΩ
R2 .... 220 Ω
R3 .... 2 kΩ trimmer
R4 .... 100 kΩ
R5 .... 22 Ω
R6 .... 100 Ω
C1 .... Voir tableau 15
C2 .... 22 pF céramique
C3 .... 27 pF céramique
C4 .... 10 nF céramique
C5 .... 22 pF céramique
C6 .... 1 nF céramique
C7 .... 10 nF céramique
C8 .... 10 nF céramique
C9 .... 1 nF céramique
L1............. Voir tableau 15
JAF1.......... Self HF
FT1 .... FET U310 ou équivalent
FT2 .... FET U310 ou équivalent

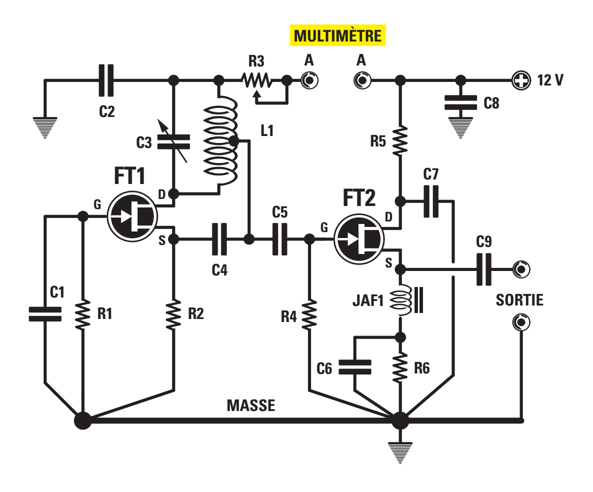


Figure 304 : Sur cet oscillateur, il est possible de prélever, avec une sonde de charge de 50 ohms (voir deuxième partie de la Leçon), une tension HF variant de 1,2 à 1,4 V. Dans ce circuit, entre la prise centrale de la self et la source de FT1, on a inséré C4 = 33 pF.

Si vous réalisez cet oscillateur pour des fréquences inférieures à 50 MHz, nous vous conseillons de remplacer C4 = 33 pF par un autre de 47 pF. Pour une fréquence supérieure à 50 MHz, remplacez-le par un de 22 pF. Après avoir relié le multimètre (portée mA) aux points AA, vous devez tourner le trimmer R3 jusqu'à ce que la consommation de FT1 soit de 10 mA environ.

Liste des composants

R1 ....100 kΩ
R2 ....220 Ω
R3 ....2 kΩ trimmer
R4 ....100 kΩ
R5 ....22 Ω
R6 ....100 Ω
C1 ....10 nF céramique
C2 ....10 nF céramique
C3 ....Voir tableau 15
C4 ....33 pF céramique
C5 ....100 pF céramique
C6 ....1 nF céramique
C7 ....10 nF céramique
C8 ....10 nF céramique
C9 ....1 nF céramique
L1..............Voir tableau 15
JAF1...........Self HF
FT1 ....FET U310 ou équivalent
FT2 ....FET U310 ou équivalent

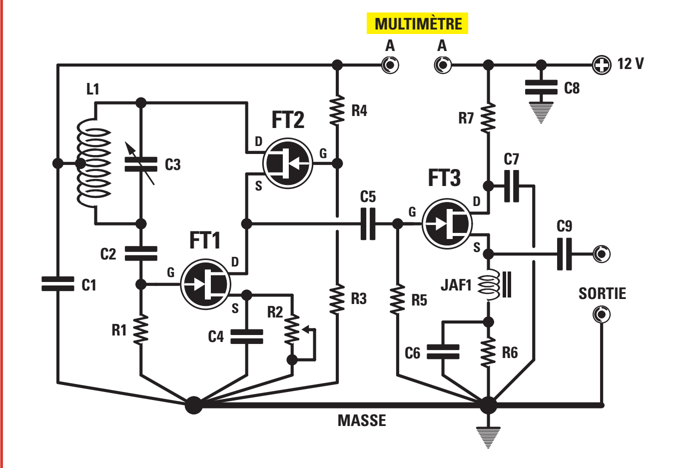


Figure 305 : Sur cet oscillateur, il est possible de prélever, avec une sonde de charge de 50 ohms (voir deuxième partie de la Leçon), une tension HF variant de 1,4 à 1,5 V. Cet oscillateur a quelques difficultés à osciller sur des fréquences supérieures à 90 MHz et donc si l'on veut dépasser cette fréquence, il est nécessaire d'exécuter des connexions très, très courtes. Après avoir monté l'étage oscillateur, reliez le multimètre (portée mA) aux points AA, puis tournez le trimmer R2 jusqu'à ce que la consommation des deux FET soit de 10 mA environ. Les FET utilisés dans ce montage doivent être capables d'amplifier le signal HF jusqu'à 200 MHz : donc n'utilisez pas des FET pour signaux BF.

Liste des composants

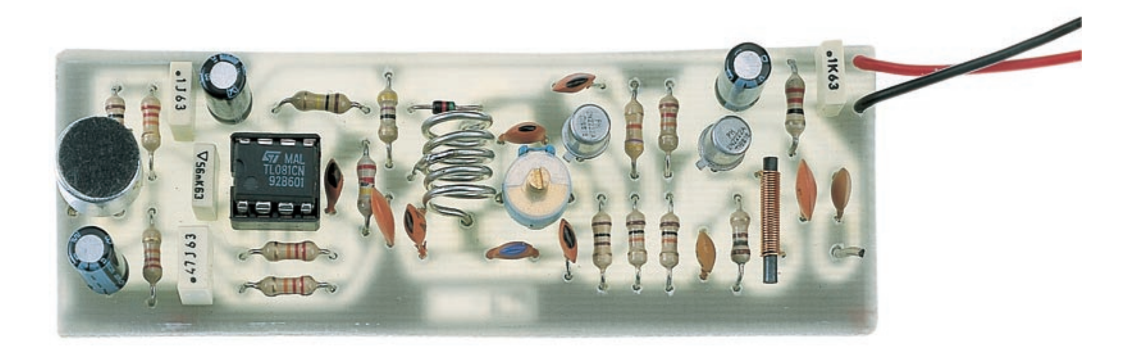
R1 ....100 kΩ
R2 ....20 kΩ trimmer
R3 ....100 kΩ
R4 ....100 kΩ
R5 ....100 kΩ
R6 ....100 Ω
R7 ....22 Ω
C1 ....10 nF céramique
C2 ....100 pF céramique
C3 ....Voir tableau 15
C4 ....10 nF céramique
C5 ....22 pF céramique
C6 ....1 nF céramique
C7 ....10 nF céramique
C8 ....10 nF céramique
C9 ....1 nF céramique
L1..............Voir tableau 15
JAF1...........Self HF
FT1 ....FET U310 ou équivalent
FT2 ....FET U310 ou équivalent
FT3 ....FET U310 ou équivalent

NOTES

NIVEAU 2
LEÇON N°36-2

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les oscillateurs HF
Mise en pratique



Dans la première partie de cette 36e leçon, nous avons abordé la théorie des oscillateurs HF constituants l'étage de base de tout émetteur.

Cette deuxième partie, axée sur la pratique, vous accompagnera dans le montage d'un VFO pour les fréquences de 20 à 28 MHz, d'une sonde de charge EN5037 et d'un petit émetteur FM EN5036 utilisable comme microphone HF : votre satisfaction sera grande quand vous constaterez que vous réussissez à envoyer une voix ou des sons à distance et ce, sans les galères que vous redoutiez !

Mettons-nous tout de suite au travail en analysant le fonctionnement puis en construisant ces trois appareils.

Essayons de concevoir un VFO

Prenons, par exemple, le schéma électrique de la figure 299 (voir première partie de la Leçon) et supposons que nous voulions produire des fréquences dans la gamme de 20 à 28 MHz. Afin de ne pas perdre de temps à calculer le nombre de spires de la self ou la capacité du condensateur à mettre en parallèle, nous pouvons prendre les valeurs indiquées par le tableau 15 (première partie). Après avoir monté l'oscillateur, comment faire pour l'accorder sur la fréquence désirée ? Si vous n'avez pas encore de fréquencemètre numérique, vous pouvez utiliser à la place un récepteur quelconque, pourvu qu'il reçoive la fréquence en question, soit la gamme OC.

Supposons que la fréquence choisie soit de 20 MHz : vous devez accorder le récepteur sur les OC et précisément sur 20 MHz. Tournez alors le condensateur ajustable placé en parallèle avec le self jusqu'à entendre le souffle de la porteuse HF de l'oscillateur. La voix ou la musique ne peuvent pas encore être écoutées sur le récepteur, car, pour cela, la porteuse HF doit être modulée en AM (modulation d'amplitude) ou bien en FM (modulation de fréquence), à partir d'un signal prélevé sur un amplificateur BF.

Comme le montre le tableau 15, pour réaliser un étage oscillateur couvrant la gamme de 17 à 34 MHz, il faut utiliser une self de 14 spires jointives bobinées sur un mandrin plastique de 10 mm de diamètre. Après avoir bobiné 7 spires, faites une sortie médiane en queue de cochon pour la connexion de R3/C3 en parallèle, correspondant à l'émetteur du transistor : avec une lame et/ou du papier de verre enlevez bien l'émail aux extrémités et à la sortie médiane et étamez-les, comme le montrent les figures 309 et 310.

Si, en tournant la vis du condensateur ajustable, l'oscillateur, au lieu d'osciller sur 20-28 MHz, oscille sur 26-32 MHz,

vous devez augmenter le nombre des spires ou bien appliquer en parallèle sur le condensateur ajustable un condensateur céramique de 12 ou 15 pF.

Comme l'oscillateur doit consommer un courant de 10 à 12 mA, reliez un multimètre aux points AA (portée 20 ou 30 mA cc) et, après mise sous tension (12 V), tournez le trimmer R1 jusqu'à lire une consommation de 10 à 12 mA (figure 306). Si vous voulez remplacer le trimmer par une résistance fixe, éteignez l'oscillateur puis ôtez le trimmer et lisez sa valeur ohmique : si vous lisez 9 850 ohms, prenez une résistance de 10 kilohms et si vous lisez 11 500 ohms ou 13 000 ohms, une résistance de 12 kilohms. Quand le courant du transistor oscillateur est réglé, enlevez le multimètre et court-circuitez les points AA avec un morceau de fil de cuivre dénudé (figure 307).

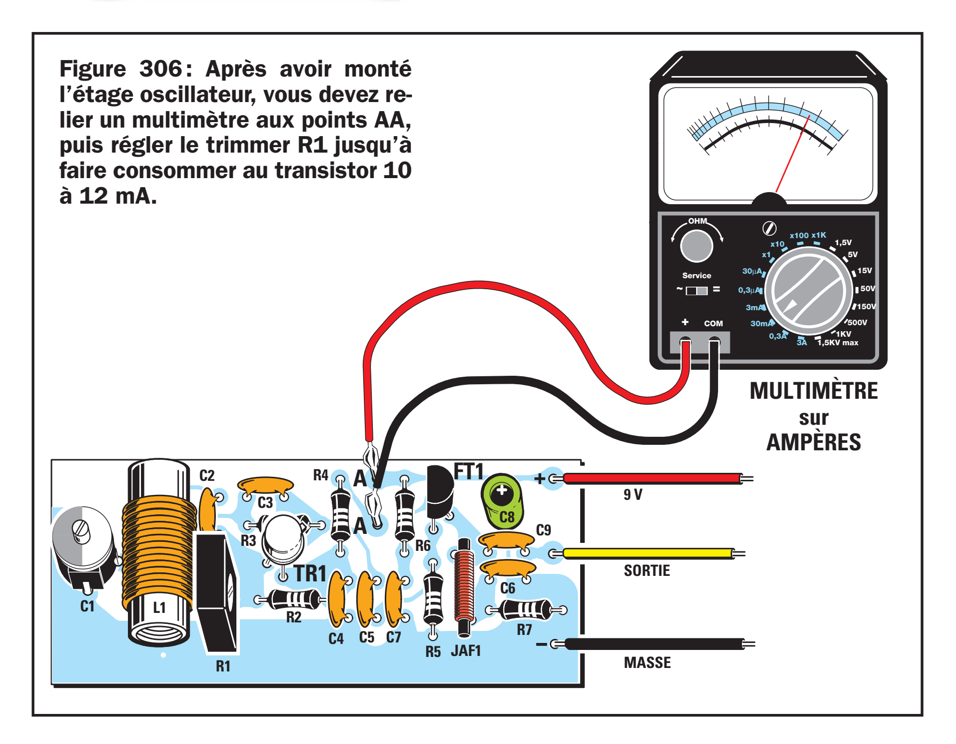


Figure 306 : Après avoir monté l'étage oscillateur, vous devez relier un multimètre aux points AA, puis régler le trimmer R1 jusqu'à faire consommer au transistor 10 à 12 mA.

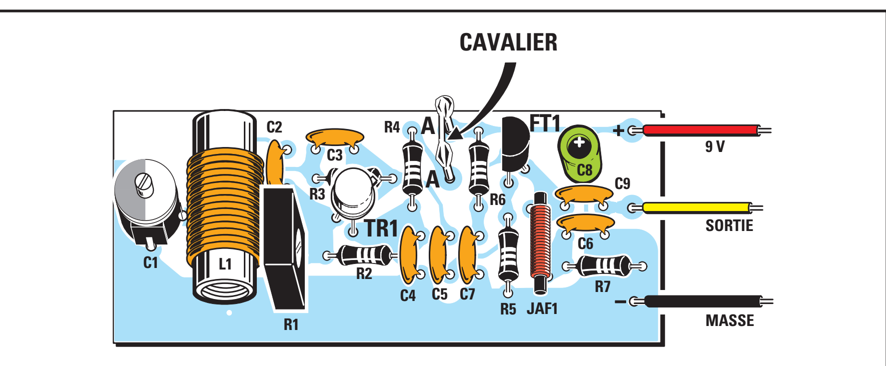


Figure 307 : Après avoir réglé le trimmer R1, vous devez court-circuiter les deux points AA avec un morceau de fil.

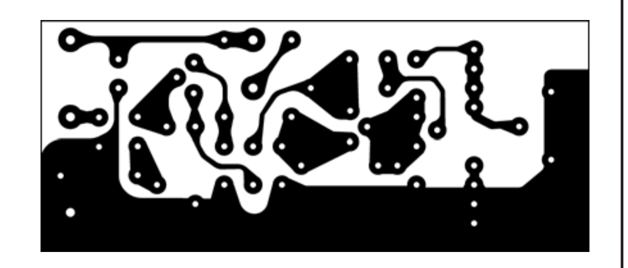


Figure 308 : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de l'étage oscillateur de la figure 299.

La sonde de charge

Pour savoir quelle puissance délivre un quelconque oscillateur, il nous faut réaliser la sonde de charge EN5037 dont la figure 311 nous donne le schéma électrique : à l'entrée de cette sonde, nous trouvons deux résistances R1 et R2 de 100 ohms en parallèle, ce qui fait 50 ohms, correspondant à la valeur standard d'impédance d'une charge HF. Le redresseur DS1 est une diode Schottky HP5082 ou 1N5711, idéale pour redresser un quelconque signal HF jusqu'aux GHz. Pour des fréquences inférieures à 30 MHz, on peut utiliser de simples diodes au germanium.

Après avoir monté tous les composants voulus sur le circuit imprimé, comme le montrent les figures 312 a et b, l'entrée de la sonde de charge est reliée à la sortie de l'étage séparateur et sa sortie à un multimètre commuté sur la portée 3 ou 5 V fond d'échelle (figure 315). Quand vous avez exécuté cette liaison, alimentez l'oscillateur et vous obtenez une tension lue par le multimètre. Avant cette valeur de tension nous pouvons calculer la puissance délivrée en nous servant de la formule :

W HF = (V x V) : (R + R)

où V = valeur efficace de la tension lue à la sortie de la sonde de charge, R = valeur ohmique de la résistance appliquée dans la sonde de charge avant la diode redresseuse (R1 + R2), soit 50 ohms.

Si la tension lue est de 1,2 V, la puissance délivrée par cet oscillateur est de :

(1,2 x 1,2) : (50 x 50) =
0,0144 W, soit 14,4 mW
(le W valant 1 000 mW).

Précisons que la puissance réelle délivrée par tout oscillateur sera toujours légèrement supérieure car la formule ne prend pas en compte la chute de tension due à la diode redresseuse de la sonde, soit environ 0,6 V. Donc quand le multimètre indique 1,2 V, la tension réelle est de 1,2 + 0,6 = 1,8 V et la puissance est de :

(1,8 x 1,8) : (50 x 50) =
0,0324 W, soit 32,4 mW.

Après avoir vu que l'étage oscillateur produit un signal HF, nous devons vérifier que ce signal n'est pas critique et, pour ce faire, il suffit d'exécuter ces tests simples :

1° - Réduire la tension d'alimentation de 12 à 9 V : bien sûr la tension lue sur le multimètre de sortie de sonde

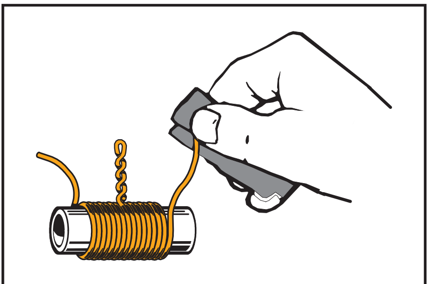


Figure 309: Après avoir bobiné la self L1 sur un support plastique, vous devez gratter les extrémités avec une lame ou du papier de verre afin d'éliminer l'émail isolant.

Figure 310: Quand l'émail est éliminé des extrémités et de la prise centrale, étamez-les afin de les rendre plus facilement soudables.

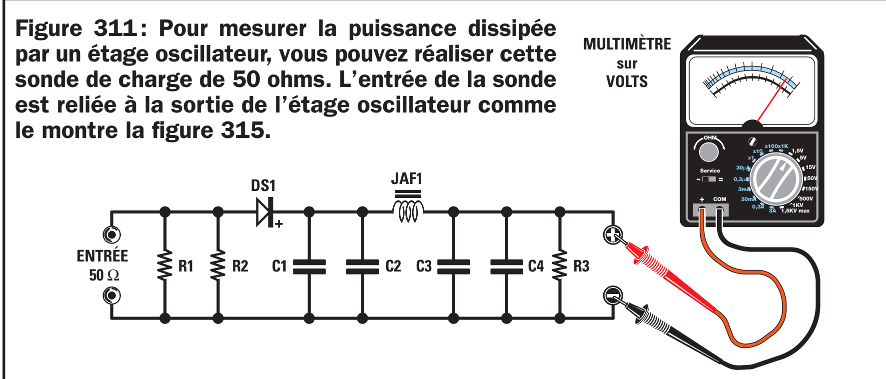


Figure 311: Pour mesurer la puissance dissipée par un étage oscillateur, vous pouvez réaliser cette sonde de charge de 50 ohms. L'entrée de la sonde est reliée à la sortie de l'étage oscillateur comme le montre la figure 315.

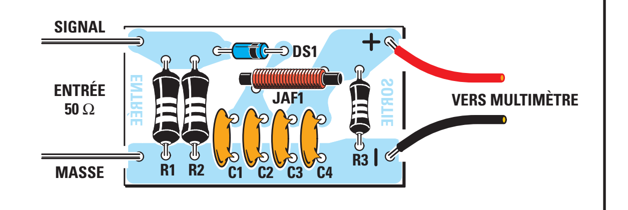


Figure 312a: Schéma d'implantation des composants de la sonde de charge EN5037.

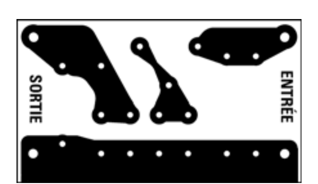


Figure 312b: Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de la sonde de charge.

Figure 313: Photo d'un des prototypes de la platine de la sonde de charge.

de charge tombe à 0,9 ou 0,8 V, ce qui confirme que, lorsqu'on réduit la tension d'alimentation, la puissance de sortie aussi diminue proportionnellement. Coupez la tension d'alimentation puis rétablissez-la: à nouveau, on lit sur le multimètre 0,9 ou 0,8 V, ce qui signifie que le trimmer monté sur la base du transistor n'a pas été réglé pour lui faire consommer 9 à 10 mA.

2°- Essayez d'alimenter l'étage oscillateur avec une tension de 15 V: augmentez la tension et l'aiguille du multimètre dévie de 1,2-1,3 V vers 1,4-1,5 V. De cet essai, on peut déduire que si l'on augmente la tension d'alimentation, on augmente aussi la puissance de sortie.

Tous les schémas d'oscillateurs donnés dans la première partie de cette Leçon ont été conçus pour fonctionner sous 12 V: ils fonctionnent aussi bien avec une alimentation de 9 ou de 15 V.

Le microphone HF FM 88 à 108 MHz

Si la théorie est nécessaire pour connaître les principes de base, la pratique

Liste des composants EN5037

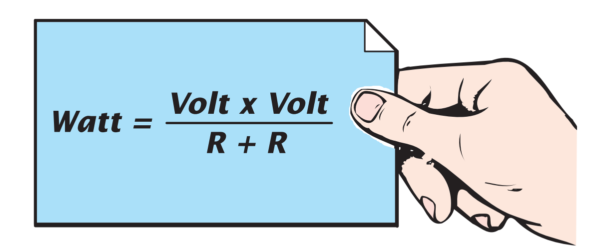
R1 ...... 100 Ω 1/2 watt
R2 ...... 100 Ω 1/2 watt
R3 ...... 68 kΩ
C1 ...... 10 nF céramique
C2 ...... 1 nF céramique
C3 ...... 10 nF céramique
C4 ...... 1 nF céramique
DS1 .... Diode schottky HP5082
JAF1 ... Self HF (32 spires fil cu émail 6/10 sur ferrite Ø 3 mm, non critique)

Liste des composants EN5036

R1 ...... 10 kΩ
R2 ...... 22 kΩ
R3 ...... 22 kΩ
R4 ...... 22 kΩ
R5 ...... 22 kΩ
R6 ...... 220 kΩ
R7 ...... 100 kΩ
R8 ...... 47 kΩ
R9 ...... 10 kΩ
R10 .... 100 Ω
R11 .... 47 Ω
R12 .... 12 kΩ
R13 .... 10 kΩ
R14 .... 100 Ω
R15 .... 22 Ω
C1 ...... 10 µF électrolytique
C2 ...... 56 nF polyester
C3 ...... 10 µF électrolytique
C4 ...... 470 nF polyester
C5 ...... 47 pF céramique
C6 ...... 100 nF polyester
C7 ...... 33 pF céramique
C8 ...... 4,7 pF céramique
C9 ...... 2-15 pF ajustable
C10 .... 8,2 pF céramique
C11 .... 22 pF céramique
C12 .... 10 nF céramique
C13 .... 22 pF céramique
C14 .... 10 µF électrolytique
C15 .... 1 nF céramique
C16 .... 10 nF céramique
C17 .... 100 nF polyester
C18 .... 100 pF céramique
TR1..... transistor NPN 2N2222
TR2..... transistor NPN 2N2222
DV1 .... Diode varicap BB909
L1....... Self (5 spires, prise à 2,5 spires, fil cu Ag 10/10 sur air Ø 8 mm)
IC1 ..... Intégré TL081
JAF1 ... Self HF (32 spires fil cu émail 6/10 sur ferrite Ø 3 mm, non critique)
MIC..... Capsule micro

aide à apprendre plus rapidement toutes les notions théoriques. Pour vous démontrer que la réalisation d'un petit émetteur est plus facile qu'on ne le croit, nous allons vous accompagner dans le montage de l'un d'eux. Etant donné que tout le monde ne possède pas un récepteur à ondes courtes mais que tous vous avez chez vous un récepteur FM 88 à 108 MHz, l'émetteur proposé couvre cette gamme. Précisons tout de suite qu'avec une puissance de quelques milliwatts nous ne pourrons guère couvrir une distance supérieure à 50 ou 60 m, car cette gamme est trop encombrée de stations publiques ou privées émettant avec des puissances de plusieurs kilowatts ! Il y a 25 ans, on ne trouvait sur cette gamme que quelques stations d'Etat et alors, avec ce microphone HF on aurait pu couvrir, en se calant sans peine sur une fréquence libre, une distance de 300 mètres. Pour comprendre pourquoi aujourd'hui on ne peut plus couvrir des distances supérieures à 50 ou 60 mètres, voici une analogie simple. Si vous vous trouvez dans une discothèque diffusant de la musique à hauteur d'un kilowatt, vous aurez du mal à entendre le son de votre petit récepteur portatif diffusant un watt ou deux. C'est seulement quand les "DJ" de la boîte auront considérablement baissé le son que vous entendrez votre radio, mais dès qu'ils auront repris de plus belle, votre petit récepteur vous paraîtra éteint.

Figure 314 : Pour connaître la puissance en W, utilisez cette formule. Etant donné que la somme R + R fait 100, vous pouvez la simplifier ainsi : (V x V) : 100.



Le schéma électrique de l'émetteur

Le schéma électrique de la figure 316 se compose d'un étage oscillateur suivi d'un étage préamplificateur HF (TR2) et d'un étage amplificateur BF (IC1) servant à moduler en FM, au moyen de la diode varicap DV1, le signal produit par le transistor TR1.

Commençons la description par le petit microphone MIC1 lequel, captant les ondes sonores, les transforme en un signal électrique. Ce signal est appliqué à l'entrée non inverseuse 3 de l'amplificateur opérationnel IC1 qui l'amplifie environ 22 fois. Etant donné que nous polarisons l'entrée non inverseuse avec une tension de 4,5 V au moyen du pont R2-R3, nous retrouvons sur la broche de sortie 6, en absence de signal BF, une tension positive de 4,5 V. Lorsqu'à la sortie de l'amplificateur opérationnel arrivent les demies ondes positives du signal BF capté par le microphone, la tension monte de 4,5 V à 5 V et quand arrivent les demies ondes négatives, la tension descend de 4,5 V à 4 V.

Si nous appliquons, à travers R7, les variations de tension présentes

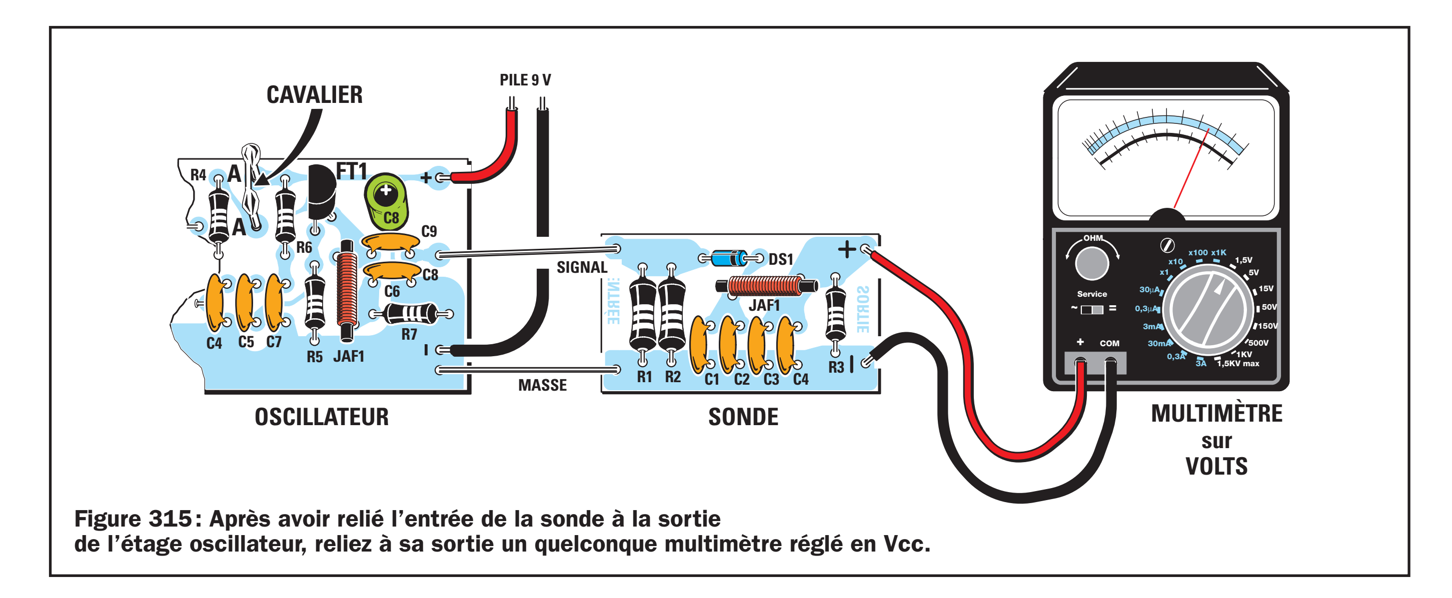


Figure 315 : Après avoir relié l'entrée de la sonde à la sortie de l'étage oscillateur, reliez à sa sortie un quelconque multimètre réglé en Vcc.

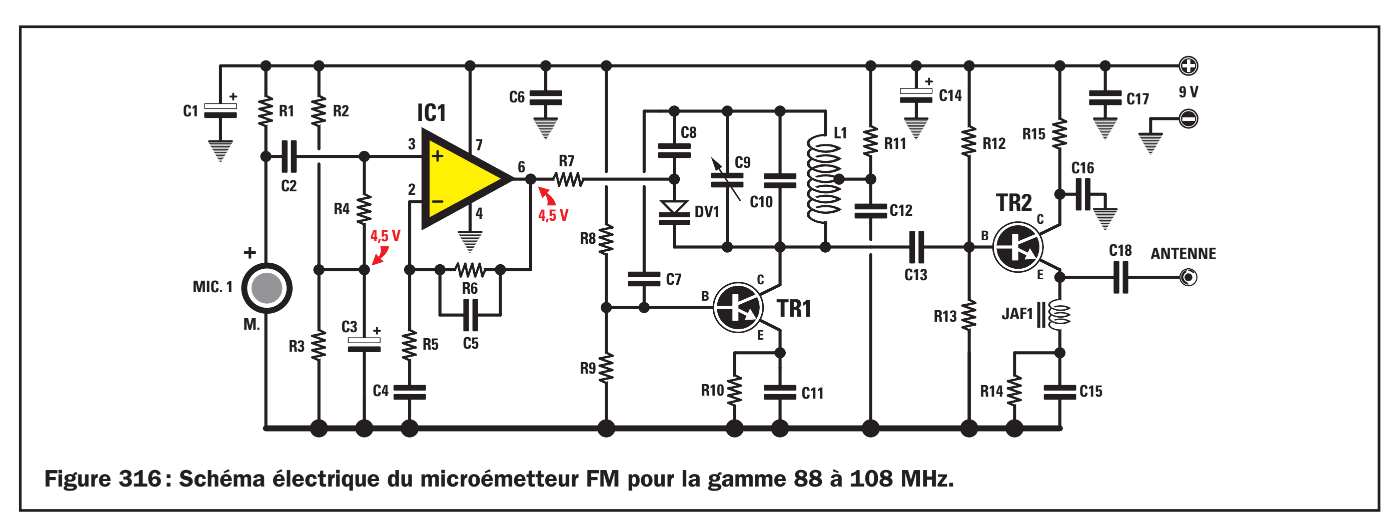


Figure 316 : Schéma électrique du microémetteur FM pour la gamme 88 à 108 MHz.

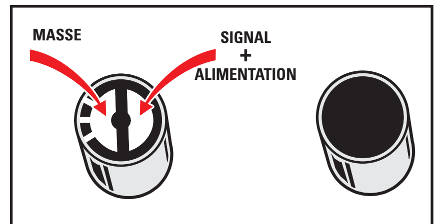


Figure 317 : Avant de connecter le petit microphone au circuit imprimé, contrôlez laquelle des deux pistes est reliée électriquement au métal de l'enveloppe externe du microphone. Cette piste est celle de masse, l'autre est celle du signal et du + alimentation de l'amplificateur interne du microphone.

à la sortie de IC1 directement sur la diode varicap DV1, il est possible de faire varier sa capacité et par conséquent la fréquence produite par l'étage oscillateur. Un signal modulé en fréquence peut être reçu et démodulé par tout récepteur FM. Etant donné que les variations de tension à la sortie de IC1 sont proportionnelles à l'amplitude du signal BF capté par le microphone, si nous parlons à voix basse, nous obtenons une variation de tension plus faible que si nous parlons à haute voix.

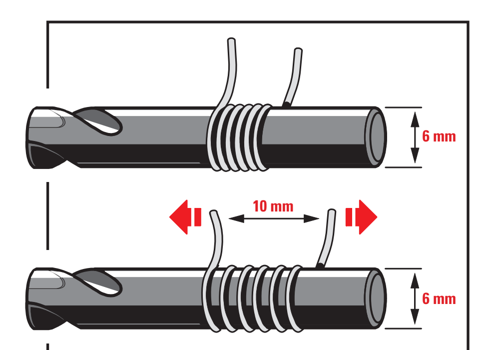


Figure 318 : Pour réaliser la self L1, bobinez 5 spires jointives, sur une queue de foret gabarit de 6 mm de diamètre, de fil dénudé de 1 mm de diamètre. Après les avoir bobinées, avant d'ôter la self du support, espacez avec soin les spires jusqu'à obtenir une longueur d'enroulement de 10 mm.



Figure 319b : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du microémetteur FM.

Laissons maintenant un instant cet étage BF et passons à l'étage oscillateur constitué par TR1. Nous savons déjà que la fréquence que nous voulons émettre dépend du nombre de spires de la self L1 et de la valeur de capacité du condensateur placé en parallèle avec la self (C9 + C10). Sachant que le condensateur ajustable C9 a une capacité variable de 2 à 15 pF et le condensateur C10 une capacité de 8,2 pF, en tournant l'axe du condensateur ajustable nous pouvons faire varier la capacité en parallèle avec la self L1 de 10,2 pF à 28,2 pF : par conséquent nous pouvons déplacer la fréquence produite de 87 MHz à 109 MHz.

Pour rayonner dans l'espace le signal HF produit par l'étage oscillateur, il est nécessaire de l'appliquer à un fil jouant le rôle d'antenne. Le morceau de fil en question est relié directement à l'émetteur de TR2 et, afin d'éviter que le signal HF ne se décharge à la masse à travers R14 et C15, nous avons inséré en série une petite self de choc JAF1. Le signal HF, ne pouvant plus se décharger à la masse, est obligé d'atteindre l'antenne, c'est-à-dire le brin rayonnant.

C'est une pile 9 volts 6F22 qui alimente ce microémetteur qui est en même temps un microphone HF.

La réalisation pratique de l'émetteur

Quand vous avez réalisé le circuit imprimé dont la figure 319b donne le dessin à l'échelle 1 ou que vous vous l'êtes procuré, montez tout de suite le support du circuit intégré IC1 et vérifiez vos soudures (ni court-circuit entre pistes ou pastilles ni soudure froide collée).

Montez ensuite les résistances (en les triant préalablement par couleurs des bagues, soit par valeurs) puis la diode varicap, bague verte repère-détrompeur orientée vers L1.

Montez ensuite les condensateurs céramiques, puis les polyesters, en enfonçant ces derniers jusqu'au contact avec la surface du circuit imprimé. Pour déchiffrer leurs valeurs, reportez-vous aux premières Leçons de votre Cours. Montez enfin les électrolytiques en respectant bien leur polarité +/– (la patte la plus longue est le + et le – est inscrit sur le côté du boîtier cylindrique).

Près de TR1, montez le petit condensateur ajustable C9, nécessaire pour accorder l'oscillateur sur la fréquence d'émission libre choisie sur la bande FM et, à côté de TR2, la petite self de choc en ferrite JAF1. Montez alors les deux 2N2222 (boîtier métallique) TR1 et TR2 ergots repère-détrompeurs orientés comme le montre la figure 319a.

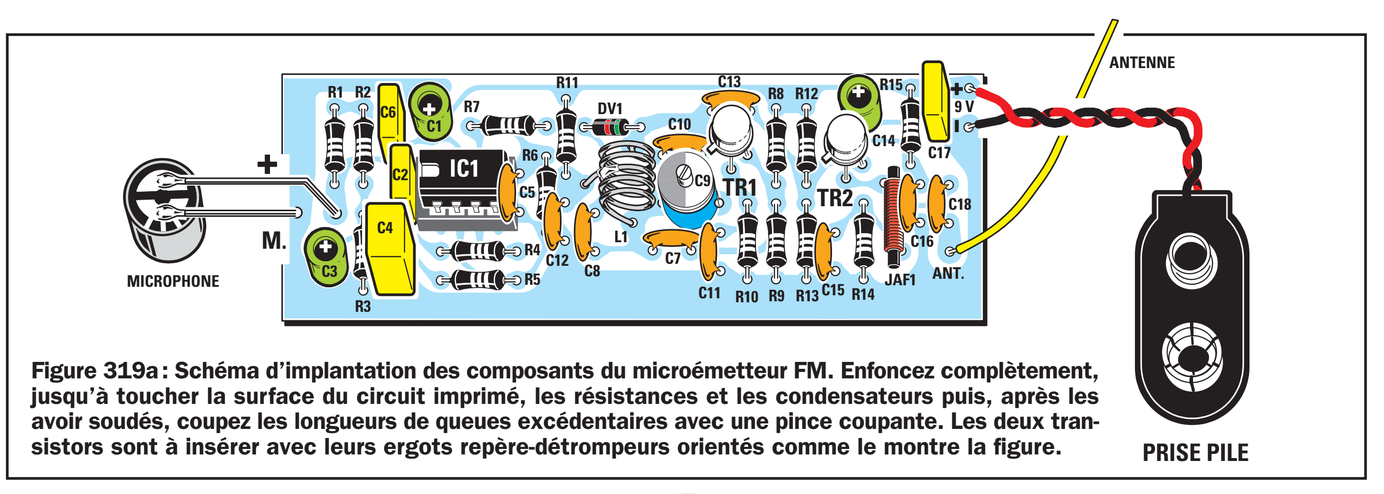


Figure 319a : Schéma d'implantation des composants du microémetteur FM. Enfoncez complètement, jusqu'à toucher la surface du circuit imprimé, les résistances et les condensateurs puis, après les avoir soudés, coupez les longueurs de queues excédentaires avec une pince coupante. Les deux transistors sont à insérer avec leurs ergots repère-détrompeurs orientés comme le montre la figure.

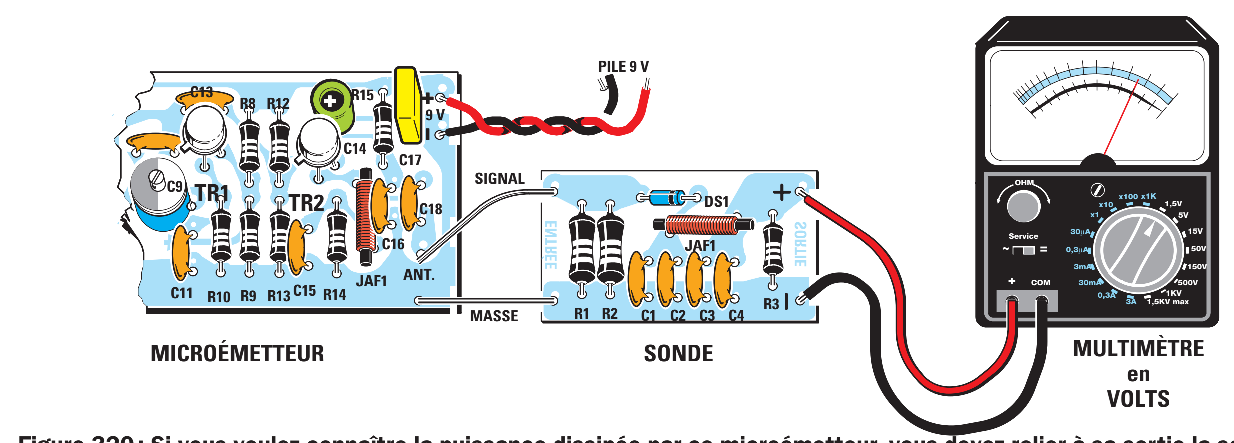


Figure 320 : Si vous voulez connaître la puissance dissipée par ce microémetteur, vous devez relier à sa sortie la sonde de charge EN5037. Cette mesure est à effectuer en enlevant le brin rayonnant de l'antenne.

Montez le petit microphone électret préamplifié dans les deux trous libres à gauche du circuit imprimé, après avoir repéré l'extrémité allant à la masse et celle allant au + alimentation et portant le signal (figure 317). Si vous les intervertissiez, le circuit ne fonctionnerait pas.

Il ne manque plus que la self d'accord L1 : construisez-la en bobinant 5 spires sur une queue de foret de 6 mm de diamètre servant de gabarit, de fil de cuivre étamé de 1 mm de diamètre. Après avoir enroulé les 5 spires jointives, espacez-les régulièrement afin d'obtenir une self de 10 mm de longueur (figure 318). Insérez les extrémités de la self dans ses deux trous et soudez-les. Maintenant, prenez un petit fil de cuivre dénudé et enfilez-le dans le trou du circuit imprimé près de R11 et C12, soudez sur la piste l'une de ses extrémités et l'autre sur la spire centrale de la self L1.

Insérez enfin la torsade rouge et noir de la prise de pile et, près de C18, un fil de cuivre constituant le brin rayonnant de l'antenne (voir ci-dessous).

Quand tout ceci est terminé et que les soudures ont été vérifiées, enfoncez le circuit intégré amplificateur opérationnel IC1 TL081, repère-détrompeur en U orienté vers C2.

L'antenne

Le morceau de fil de cuivre à utiliser comme brin rayonnant de l'antenne doit avoir 1/4 d'onde de longueur. Si la longueur est un peu plus longue ou un peu plus courte, la puissance rayonnée sera moindre. Pour calculer cette longueur vous devez d'abord connaître la fréquence centrale de la gamme dans laquelle vous allez émettre :

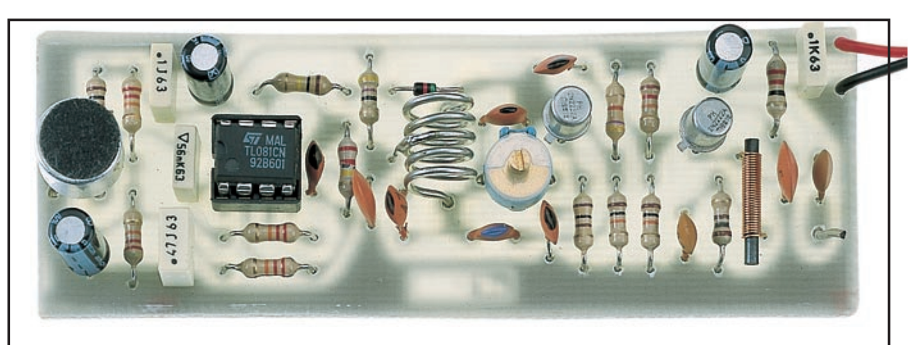


Figure 321 : Photo d'un des prototypes de la platine du microémetteur FM. Pour augmenter la portée, au lieu d'utiliser une antenne de 73 à 74 cm de longueur, vous pouvez utiliser un fil de 220 cm, soit 3/4 de longueur d'onde. Si vous utilisez des longueurs différentes, vous rayonnerez moins de puissance.

(88 + 108) : 2 = 98 MHz.

Pour calculer la longueur du quart d'onde en centimètres :

longueur du 1/4 d'onde en cm =
7 200 : MHz

longueur de votre quart d'onde =
7 200 : 98 = 73,46 cm

soit en pratique 73 ou
74 centimètres.

Pour s'accorder sur une fréquence

Quand le montage est terminé, vous devez tout d'abord prendre un récepteur FM et tourner le bouton d'accord pour trouver une fréquence libre ou du moins occupée par une station faible : si c'est dans une grande ville, ce sera beaucoup plus difficile qu'à la campagne ! Vous en trouverez une plutôt vers 88 ou vers 108 MHz.

Quand vous l'avez trouvée, posez votre microphone HF sur la table et tournez très lentement l'axe fendu du condensateur ajustable C9 avec un tournevis plastique (s'il est en métal, le réglage de fréquence sera faussé et la fréquence changera dès que vous l'aurez retiré) : si vous n'en avez pas, fabriquez-en un avec une tige de plastique dur que vous limerez en biseau et ça ira très bien.

Si le microémetteur est à quelques mètres du récepteur, vous entendrez, quand l'émetteur est accordé sur la fréquence recherchée, un sifflement aigu dans le haut-parleur : c'est l'effet Larsen, soit une boucle sonore s'établissant quand le son du haut-parleur est réinjecté dans le microphone et ainsi de suite. Si vous éloignez l'émetteur du récepteur ou, mieux encore, si vous les placez dans deux pièces de la maison, le sifflement disparaîtra et, à la place, on pourra entendre la voix de la personne parlant dans le microphone. Si vous prenez en main le microphone HF, vous verrez que sa fréquence change, car votre main constitue une capacité parasite adjonctive. Si vous avez une radio portative sensible, vous pouvez mettre votre microphone HF sur une table ou une table basse et écouter les conversations se tenant dans la salle.

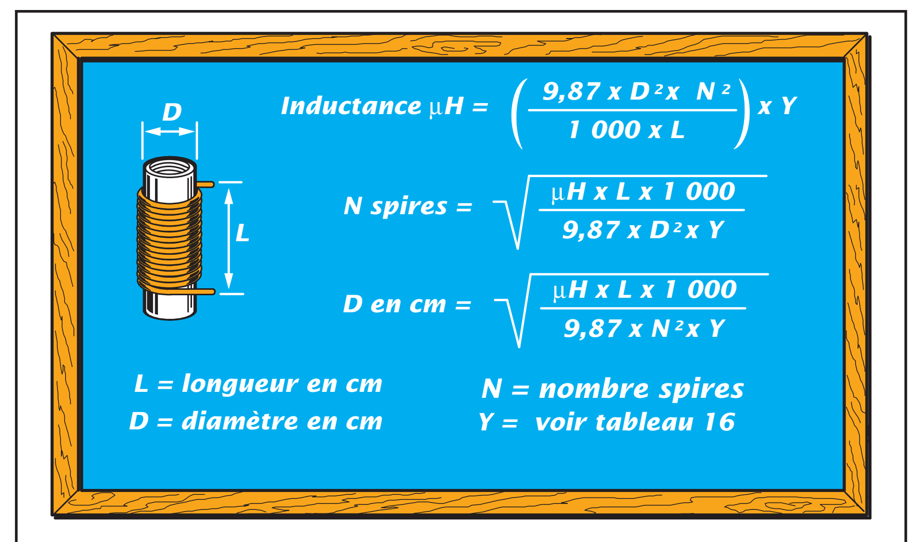


Figure 322 : Formules nécessaires pour trouver la valeur en µH d'une self, connaissant le nombre de spires, le diamètre du support et la longueur de la self, ou bien pour savoir combien de spires bobiner pour obtenir les µH voulus.

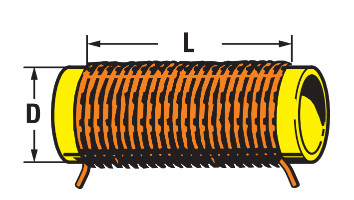


Figure 323 : En divisant le diamètre de la self par la longueur de l'enroulement, nous obtenons un rapport D/L servant à trouver le facteur Y dans le tableau 16. Si le diamètre du fil utilisé pour bobiner les spires est supérieur à 0,3 mm, vous devez ajouter au diamètre du support le diamètre du fil.

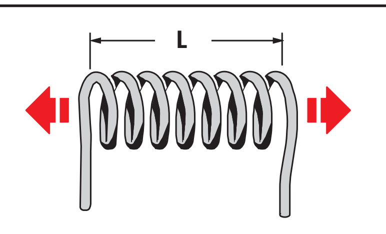


Figure 324 : Dans une self bobinée à spires espacées, plus vous augmentez l'espace entre spires, plus vous réduisez la valeur en µH de la self.

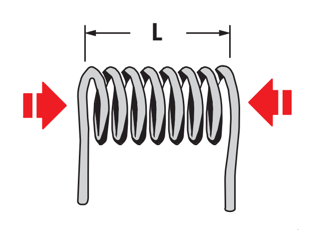


Figure 325 : Donc plus on réduit l'espacement entre spires, plus on augmente la valeur en µH, comme le montrent aussi les calculs théoriques.

Les formules pour fabriquer les selfs

Pour trouver la valeur en microhenry (µH) d'une self cylindrique, il existe une infinité de formules théoriques, mais la plus valable est celle-ci :

µH = [(9,87 x D2 x N2) : (1 000 x L)] x Y

µH = valeur de la self en µH
9,87 = nombre fixe
D = diamètre de la self en centimètres
D2 = diamètre au carré
N = nombre total de spires bobinées
N2 = nombre de spires au carré
L = longueur occupée par l'enroulement en centimètres
Y = facteur prélevé dans le tableau 16 après avoir divisé le diamètre par la longueur de la self.

De la formule ci-dessus, on peut tirer deux autres formules permettant de calculer avec une bonne approximation le nombre de spires ou le diamètre du support en centimètres :

N spires = racine de [(µH x L x 1 000) : (9,87 x D2 x Y)]

D en cm = racine de [(µH x L x 1 000) : (9,87 x N2 x Y)].

Important : *Si on utilise ces formules, il n'est pas nécessaire de connaître l'espacement entre spires, il suffit de respecter la longueur L de l'enroulement. Si les spires doivent être jointives, le fil doit être émaillé afin d'éviter tout court-circuit entre spires annulant l'effet inductif. Si en revanche les spires doivent être espacées, on peut sans inconvénient utiliser du fil de cuivre nu ou étamé, voire argenté. Si nous bobinons des selfs sur un support de diamètre inférieur à 10 mm en utilisant du fil de plus de 0,3 mm, nous devons prendre en considération aussi le diamètre du fil et par conséquent on doit ajouter au diamètre de la self le diamètre du fil.*

Afin que vous compreniez mieux ces formules, prenons quelques exemples numériques.

1er exemple de calcul

Nous voulons réaliser un étage oscillateur émettant sur 27 MHz avec un condensateur ajustable de 5 à 40 pF et savoir combien de spires nous devons enrouler sur un support plastique de 10 millimètres de diamètre.

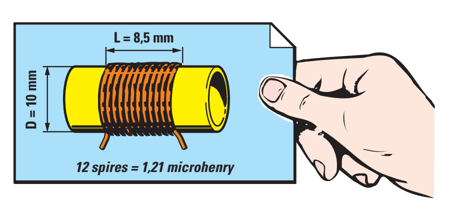


Figure 326a : Si, sur un support d'un diamètre de 10 mm sont bobinées 20 spires avec du fil de cuivre de 0,7 mm, on obtient une self de 2,40 µH d'inductance. Avec 12 spires, on obtient une inductance de 1,21 µH.

Solution : *Calculons tout d'abord la valeur en µH de la self oscillant sur 27 MHz avec une capacité du condensateur ajustable à mi-course de 25 pF. Ajoutons tout de suite 5 pF de capacité parasite (due au circuit imprimé, au transistor, etc.), ce qui fait 30 pF.*

La formule à utiliser est :

L1 µH = 25 300 : [(MHz x MHz) x C1 pF].

Insérons dans la formule les données :

25 300 : [(27 x 27) x 30] = 1,15 µH.

Nous connaissons le diamètre du support de 10 mm, si nous utilisons du fil de 0,7 mm de diamètre, le diamètre total de la self sera de 10,7 mm. Pour trouver la valeur en µH, nous devons procéder par tâtonnements : commençons par 20 spires.

Avec du fil de 0,7 mm de diamètre nous aurons une self à spires jointives de 14 mm. La formule pour connaître la valeur en µH est :

TABLEAU 16 : Facteur Y (rapport Diam. du tube / Long. bobine).

D/L	facteur Y	D/L	facteur Y	D/L	facteur Y	D/L	facteur Y
0,01	1,995	0,55	0,803	1,09	0,669	1,63	0,574
0,02	1,991	0,56	0,800	1,10	0,667	1,64	0,573
0,03	1,987	0,57	0,797	1,11	0,665	1,65	0,572
0,04	1,983	0,58	0,794	1,12	0,663	1,70	0,565
0,05	0,979	0,59	0,791	1,13	0,661	1,75	0,558
0,06	0,974	0,60	0,788	1,14	0,659	1,80	0,551
0,07	0,970	0,61	0,785	1,15	0,657	1,85	0,544
0,08	0,967	0,62	0,783	1,16	0,655	1,90	0,538
0,09	0,963	0,63	0,780	1,17	0,653	1,95	0,532
0,10	0,959	0,64	0,777	1,18	0,651	2,00	0,526
0,11	0,955	0,65	0,774	1,19	0,649	2,05	0,520
0,12	0,950	0,66	0,772	1,20	0,647	2,10	0,514
0,13	0,947	0,67	0,769	1,21	0,645	2,15	0,508
0,14	0,943	0,68	0,766	1,22	0,643	2,20	0,503
0,15	0,939	0,69	0,763	1,23	0,641	2,25	0,497
0,16	0,935	0,70	0,761	1,24	0,639	2,30	0,492
0,17	0,931	0,71	0,758	1,25	0,638	2,35	0,487
0,18	0,928	0,72	0,755	1,26	0,636	2,40	0,482
0,19	0,924	0,73	0,753	1,27	0,634	2,45	0,477
0,20	0,920	0,74	0,750	1,28	0,632	2,50	0,472
0,21	0,916	0,75	0,748	1,29	0,630	2,55	0,467
0,22	0,913	0,76	0,745	1,30	0,628	2,60	0,462
0,23	0,909	0,77	0,743	1,31	0,626	2,65	0,458
0,24	0,905	0,78	0,740	1,32	0,624	2,70	0,454
0,25	0,902	0,79	0,737	1,33	0,623	2,75	0,450
0,26	0,898	0,80	0,735	1,34	0,621	2,80	0,445
0,27	0,894	0,81	0,732	1,35	0,620	2,85	0,441
0,28	0,891	0,82	0,730	1,36	0,618	2,90	0,437
0,29	0,887	0,83	0,728	1,37	0,616	2,95	0,433
0,30	0,884	0,84	0,725	1,38	0,614	3,00	0,429
0,31	0,880	0,85	0,723	1,39	0,612	3,10	0,422
0,32	0,877	0,86	0,720	1,40	0,611	3,20	0,414
0,33	0,873	0,87	0,718	1,41	0,609	3,30	0,407
0,34	0,870	0,88	0,716	1,42	0,607	3,40	0,401
0,35	0,867	0,89	0,713	1,43	0,606	3,50	0,394
0,36	0,863	0,90	0,710	1,44	0,604	3,60	0,388
0,37	0,860	0,91	0,708	1,45	0,603	3,70	0,382
0,38	0,854	0,92	0,706	1,46	0,601	3,80	0,376
0,39	0,855	0,93	0,704	1,47	0,599	3,90	0,370
0,40	0,850	0,94	0,702	1,48	0,598	4,00	0,366
0,41	0,846	0,95	0,700	1,49	0,596	4,10	0,360
0,42	0,883	0,96	0,698	1,50	0,595	4,20	0,355
0,43	0,840	0,97	0,695	1,51	0,593	4,30	0,350
0,44	0,837	0,98	0,693	1,52	0,591	4,40	0,345
0,45	0,834	0,99	0,691	1,53	0,590	4,50	0,341
0,46	0,830	1,00	0,688	1,54	0,588	4,60	0,336
0,47	0,827	1,01	0,686	1,55	0,587	4,70	0,332
0,48	0,824	1,02	0,684	1,56	0,585	4,80	0,328
0,49	0,821	1,03	0,682	1,57	0,583	4,90	0,323
0,50	0,818	1,04	0,679	1,58	0,582	5,00	0,320
0,51	0,815	1,05	0,677	1,59	0,580	5,50	0,302
0,52	0,812	1,06	0,675	1,60	0,579	6,00	0,285
0,53	0,809	1.07	0,673	1,61	0,577	6,50	0,271
0,54	0,806	1,08	0,671	1,62	0,576	7,00	0,258

**µH = [(9,87 x D2 x N2) :
(1 000 x L)] x Y,**

divisons le diamètre D de la self (10,7 mm) par la longueur L fixée à 14 mm, pour obtenir le rapport D/L :

D/L = 10,7 : 14 = 0,76.

Dans la troisième colonne du tableau 16, cherchons le nombre 0,76 et dans la quatrième colonne cherchons le facteur Y (0,745). La longueur de la self en centimètres est 14 : 10 = 1,4 cm. Le diamètre D en centimètres est 1,07 cm, cette valeur au carré D2 est 1,1449 arrondie à 1,145. Le nombre de spires au carré N2 est 20 x 20 = 400. Insérons toutes ces données dans la formule :

**µH = [(9,87 x 1,145 x 400) :
(1 000 x 1,4)] x 0,745.**

**Ce qui fait :
4 520,46 : (1 400) x 0,745, soit
3,2289 x 0,745, soit 2,4 µH.**

Comme avec 20 spires nous obtenons une valeur supérieure à celle désirée, nous devons faire un nouveau calcul avec 12 spires seulement. La longueur L de la self étant alors de 8,5 mm, nous devons diviser le diamètre D (10,7 mm) par cette longueur :

D/L = 10,7 : 8,5 = 1,258.

Dans la cinquième colonne du tableau 16, cherchons le nombre 1,258 : 1,26 est le plus proche, le facteur Y est donc 0,636.

Ensuite convertissons le diamètre de 10,7 mm en 1,07 cm, élevons-le au carré : 1,1449 arrondi à 1,145. Elevons au carré le nombre de spires : 12 x 12 = 144. Convertissons la longueur L de 8,5 mm en 0,85 cm. Insérons les données dans la formule :

**µH = [(9,87 x D2 x N2) :
(1 000 x L)] x Y,**

nous obtenons :

**µH = [(9,87 x 1,145 x 144) :
(1 000 x 0,85)] x 0,636.**

**Ce qui fait :
1 627,36 : (850) x 0,636,
soit 1,91 x 0,636, soit 1,21 µH.**

Même si en théorie nous obtenons avec 12 spires 1,21 µH, nous avons en fait abouti, car le condensateur ajustable en parallèle avec la self corrigera cette petite différence.

2e exemple de calcul

Une self est constituée de 23 spires légèrement espacées couvrant une longueur L de 24 mm et nous voulons connaître sa valeur en µH. Le diamètre du support est de 12 mm et celui du fil de 1 mm.

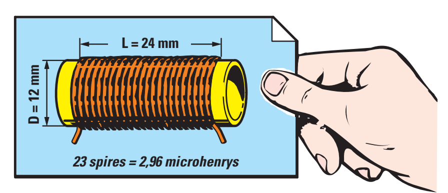


Figure 326b

Solution : *Additionnons le diamètre du support et celui du fil, nous obtenons D = 12 + 1 = 13 mm. Divisons le diamètre D par la longueur L pour obtenir le rapport D/L : 13 : 24 = 0,541. Dans la première colonne du tableau 16, cherchons 0,54 et dans la deuxième le facteur Y = 0,806. Sachant que la formule pour trouver la valeur en µH est :*

µH = [(9,87 x D2 x N2) : (1 000 x L)] x Y,

convertissons la longueur L 24 mm en 2,4 cm et le diamètre D 13 mm en 1,3 cm. Elevons D au carré, D2 = 1,3 x 1,3 = 1,69. Elevons au carré le nombre de spires, N2 = 23 x 23 = 529. Insérons les données dans la formule :

µH = [(9,87 x 1,69 x 529) : (1 000 x 2,4)] x 0,806.

ce qui donne :

(8 823,87 : 2 400) x 0,806 = 3,676 x 0,806 = 2,96 µH

Si nous mesurions cette self avec un impédancemètre de précision, nous trouverions 2,9 ou 3,1 µH, ce qui constitue une tolérance très acceptable.

3e exemple de calcul

Dans le schéma de l'émetteur FM de la figure 316 se trouve une self L1 de 5 spires bobinées sur un diamètre de 6 mm et espacées pour une longueur L de 10 mm : nous voulons connaître sa valeur en µH et savoir sur quelle fréquence elle s'accorde avec un condensateur ajustable réglé pour la capacité maximale.

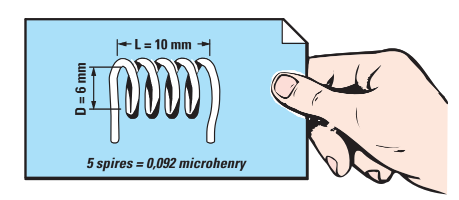


Figure 326c.

Solution : *Calculons tout d'abord le rapport D/L. Le diamètre du support étant de 6 mm et celui du fil de 1 mm, le diamètre D de la self est 6 + 1 = 7 mm. D/L = 7 : 10 =0,7. Dans la troisième colonne du tableau 16, cherchons le nombre 0,7 et dans la quatrième colonne relevons le facteur Y = 0,761. Pour connaître la valeur en µH, nous utilisons la formule :*

µH = [(9,87 x D2 x N2) : (1 000 x L)] x Y.

Le diamètre de 7 mm fait D = 0,7 cm et la longueur de 10 mm fait L = 1 cm. Le diamètre au carré fait D2 = 0,7 x 0,7 = 0,49 et le nombre de spires au carré fait N2 = 5 x 5 = 25. Insérons ces données dans la formule :

µH = [(9,87 x 0,49 x 25) : (1 000 x 1)] x 0,761.

Ce qui donne :

(120,90 : 1000) x 0,761 = 0,1209 x 0,761 = 0,092 µH.

Pour savoir sur quelle fréquence s'accorde cette self, nous utilisons la formule :

MHz = 159 : racine carrée de (µH x pF total).

Pour obtenir la capacité totale (pF total), nous devons additionner la capacité du condensateur ajustable C9 de 15 pF, celle du condensateur C10 de 8,2 pF, du condensateur C8 de 4,7 pF et en plus la capacité parasite du circuit imprimé estimée à 7 pF, ce qui donne :

15 + 8,2 + 4,7 + 7 = 34,9 pF total arrondi à 35 pF.

Donc, en tournant l'axe du condensateur ajustable pour le maximum de capacité, le circuit doit osciller sur la fréquence de :

159 : racine carrée de (0,092 x 35) = 88,6 MHz.

En le tournant pour le minimum de capacité, le circuit doit osciller sur la fréquence de :

159 : racine carrée de (0,092 x 20) = 117,2 MHz.

Si l'on prend en considération la tolérance des condensateurs et de la capacité parasite, nous pouvons affirmer qu'avec une self de 5 spires nous couvrons la gamme de 88 à 108 MHz. Si, après avoir monté l'étage oscillateur on s'aperçoit que le circuit oscille de 90 à 118 MHz, il suffit de rapprocher les spires de la self de manière à obtenir une longueur de 9 mm environ. S'il oscille de 80 à 106 MHz, il suffit d'étirer légèrement les spires de manière à obtenir une longueur de 10,5 mm.

Conclusion

Avec une simple calculatrice de poche, vous pourrez très facilement trouver les valeurs en µH d'une self en sachant le nombre de spires, le diamètre du support et la longueur de l'enroulement ou bien, si vous connaissez la valeur en µH de la self pour qu'elle puisse s'accorder sur une fréquence déterminée, vous pourrez calculer combien de spires bobiner sur un support de diamètre connu.

Rappelez-vous que plus on réduit le diamètre du support, plus de spires on doit bobiner et, bien sûr, plus on augmente ce diamètre, moins on doit bobiner de spires. Si, voulant calculer une self quelconque, vous constatez qu'avec le diamètre choisi il ne faut bobiner que deux ou trois spires, nous vous conseillons de réduire le diamètre du support de façon à devoir en bobiner 7 ou 8 : en effet, plus grand est le nombre de spires, moindre est l'erreur sur la valeur en µH obtenue par le calcul.

Même si la self bobinée n'a pas la valeur requise exacte en µH, ne vous inquiétez pas : le condensateur ajustable en parallèle avec la self (figure 290) vous permettra de faire l'accord sur la fréquence voulue. ◆

NOTES

NIVEAU 2
LEÇON N°37-1

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les oscillateurs HF à quartz

première partie



La Leçon précédente expliquait que les VFO sont des générateurs de signaux HF permettant, par la rotation de l'axe d'un condensateur ajustable ou variable, ou par la modification du nombre de spires de la self, de faire varier avec une extrême facilité la valeur de la fréquence produite. Si vous avez réalisé un VFO, vous savez qu'en approchant une main ou un objet métallique de la self, la fréquence change et c'est justement afin d'éviter ce phénomène que dans beaucoup d'émetteurs/récepteurs on préfère mettre en œuvre des oscillateurs pilotés par un quartz (on dit: "oscillateurs à quartz"). Ces oscillateurs, dans lesquels nous trouvons à nouveau une self et un condensateur ajustable, ne sont plus utilisés pour faire varier la fréquence produite, mais seulement pour exciter le quartz.

Même si, pour parvenir à vos premiers succès, vous avez dû essuyer quelques difficultés, la lecture attentive de nos Leçons vous montrera que, si l'électronique est expliquée en toute simplicité et de manière compréhensible, elles sont toutes surmontables. Si vous avez réalisé le petit émetteur FM 88 à 108 MHz (microphone HF), proposé dans la Leçon précédente, vous avez été heureux et fier de voir qu'un débutant comme vous peut, par un montage qu'il a effectué lui-même, transmettre à distance sa propre voix. Après ce premier succès, si vous continuez à nous suivre, vous acquerrez toujours plus d'assurance, petit à petit vous réussirez plus facilement vos montages, même plus complexes et vous serez largement récompensés des efforts et des heures consacrés à l'étude. N'hésitez jamais à monter les petits circuits que nous vous présentons, car les secrets de l'électronique deviennent familiers plus rapidement quand on allie la théorie à la pratique.

Dans cette Leçon, nous allons vous expliquer la différence existant entre un quartz (oscillant) en fondamentale et un quartz (oscillant en) "overtone". Si vous réalisez le petit étage oscillateur EN5038 proposé à la construction dès cette première partie, mais que vous mettrez au point et exploiterez dans la suivante, vous comprendrez comment se comporte un quartz et vérifierez que le circuit d'accord self + condensateur ajustable se cale sur une fréquence différente de celle inscrite sur son boîtier.

Les quartz, comme le montre la photo, peuvent prendre une forme parallélépipédique, ou cylindrique et dans les

schémas électriques on les représente comme le montre la figure 327. Mais saviez-vous qu'à l'intérieur de ces boîtiers se trouve une fine lame de cristal de quartz reliée à deux sorties (figure 328)? Si l'on excite cette lame avec une tension, elle commence à vibrer comme un diapason et produit en sortie un signal HF.

La fréquence qu'un quartz peut produire est imprimée sur le boîtier et donc un quartz indiquant 8,875 MHz oscille sur la fréquence de 8,875 MHz, un quartz marqué 27,150 MHz sur la fréquence de 27,150 MHz. Ce qui détermine la fréquence de résonance, c'est seulement l'épaisseur de la lame et la formule pour connaître cette épaisseur est:

épaisseur en mm = 1,66: MHz.

Donc un quartz construit pour produire une fréquence de 9 MHz comporte une lame de:

1,66: 9 = 0,1844 mm d'épaisseur.

Pour un quartz de 27 MHz, on devrait avoir une lame de:

1,66: 27 = 0,06148 mm d'épaisseur.

Un quartz de 80 MHz, devrait avoir une lame de:

1,66: 80 = 0,02075 d'épaisseur,

mais il est évident que plus la fréquence augmente, plus l'épaisseur de la lame diminue et, ce cristal étant très fragile, plus la lame est fine, plus facilement elle se casse au moindre choc.

Alors, si nous avons écrit qu'un quartz de 27 MHz devrait avoir une épaisseur de 0,06148 mm et qu'un quartz de 80 MHz devrait avoir une épaisseur de 0,02075 mm, c'est qu'à l'intérieur de leurs boîtiers se trouvent en fait des lames dont les épaisseurs sont 3 à 5 fois plus importantes que celles impliquées par leurs fréquences. Mais comment de telles lames peuvent-elles osciller sur des fréquences différentes de celles que donne la formule:

épaisseur en mm = 1,66: MHz?

En voici l'explication: si nous prenons une lame de quartz de 0,06148 mm d'épaisseur, oscillant sur une fréquence de 1,66: 0,06148 = 27 MHz et si sur ses deux flancs nous collons une lame de 0,06148 (figure 333), nous obtenons une épaisseur totale de 0,06148 x 3 = 0,1844 mm, soit une épaisseur identique à celle nécessaire pour faire osciller un quartz à 9 MHz.

Ce quartz composé de 3 lames superposées, a pour caractéristique de produire la fréquence que pourrait produire une seule lame, soit 27 MHz, mais aussi de produire une fréquence supplémentaire égale à l'épaisseur totale des 3 lames, soit:

1,66: 0,1844 = 9 MHz.

Si nous considérons une épaisseur de 0,0184 mm, oscillant sur une fréquence de:

1,66: 0,0184 = 90 MHz,

et si nous collons de chaque côté une lame de même épaisseur (figure 334), nous obtenons une épaisseur totale de:

0,0184 x 3 = 0,0552 mm

et avec cette épaisseur le quartz oscille sur 90 MHz et sur:

1,66: 0,0552 = 30 MHz.

Si nous ajoutons deux autres lames (figure 335), nous obtenons une épaisseur totale de:

0,0184 x 5 = 0,092 mm.

Ce quartz comportant 5 lames superposées présente la caractéristique de produire la fréquence que l'on pourrait obtenir avec une seule lame, soit 90 MHz, mais aussi une fréquence supplémentaire déterminée par l'épaisseur totale, soit:

1,66: 0,092 = 18,04 MHz.

Avec cet exemple de lames superposées vous comprenez maintenant pourquoi les quartz "overtone" produisent deux fréquences différentes: une supérieure, déterminée par l'épaisseur de la lame unique (marquée sur le boîtier du quartz) et une autre très inférieure, déterminée par l'épaisseur totale des lames. En réalité, les quartz "overtone" sont fabriqués en

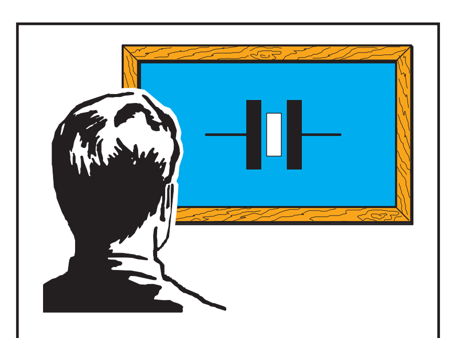


Figure 327: Voici le symbole utilisé pour représenter un quartz dans un schéma électrique.

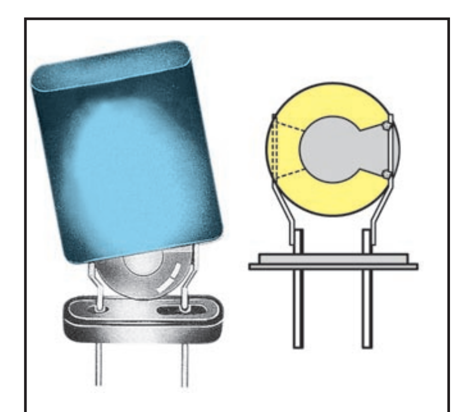


Figure 328: La lame du quartz reliée aux sorties est logée dans un petit boîtier métallique.

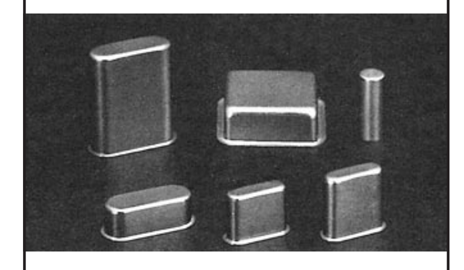


Figure 329: Le boîtier métallique dans lequel est installée la lame de quartz peut prendre de multiples formes.

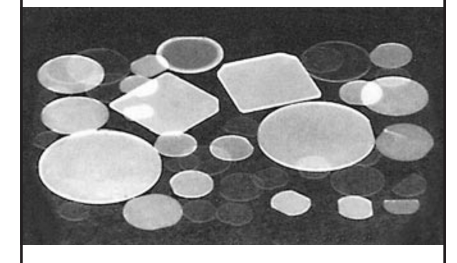


Figure 330: Sur la photo, différentes lames de quartz. Parmi les dimensions, c'est l'épaisseur seulement qui détermine la fréquence.

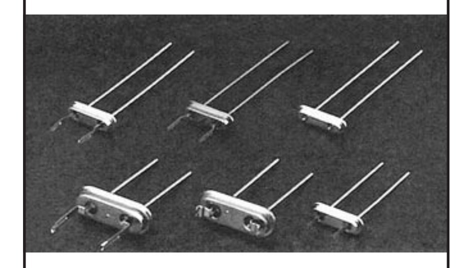


Figure 331: Les deux surfaces latérales du quartz sont soudées sur les pattes sortant de la base du boîtier métallique à travers des perles de verre isolantes.

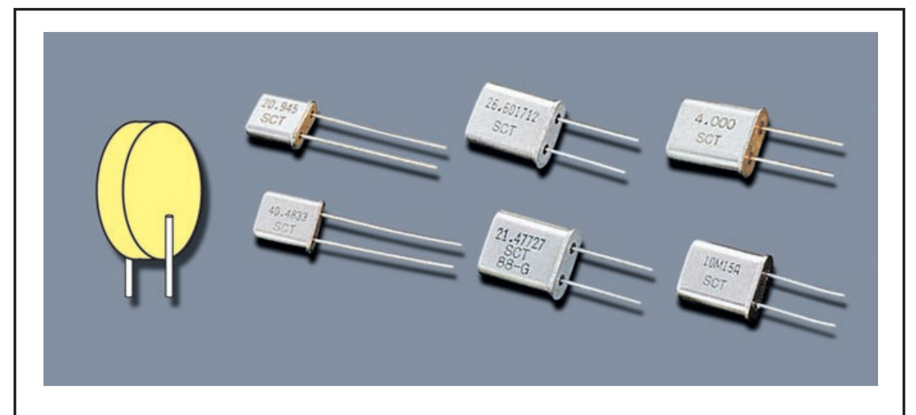


Figure 332 : A gauche, un disque de quartz dont l'épaisseur a été exagérée pour les besoins de la figure. Voir figures 333 à 335 : on peut obtenir une épaisseur déterminée par superposition de plusieurs lames d'épaisseur plus faible. Sur le boîtier métallique de chaque quartz, la fréquence de travail en MHz ou kHz est indiquée.

taillant le cristal de manière complètement différente que pour les quartz en fondamentale.

Quartz avec 1 - 3 - 5 lames

Les quartz à 1 seule lame s'appellent les quartz en fondamentale, car ils ne peuvent osciller que sur la fréquence correspondant à leur épaisseur. Les quartz à 3 ou 5 lames sont les quartz "overtone". Les quartz "overtone" constitués de 3 lames sont définis de troisième harmonique car ils produisent non seulement la fréquence indiquée sur le boîtier, mais encore une fréquence 3 fois inférieure, déterminée par l'épaisseur totale. Les quartz "overtone" constitués de 5 lames sont définis de cinquième harmonique car ils produisent non seulement la fréquence indiquée sur le boîtier, mais aussi une fréquence 5 fois inférieure, déterminée par l'épaisseur totale.

Quartz en fondamentale

Les quartz en fondamentale sont normalement construits jusqu'à une fréquence maximale de 20 MHz. Par conséquent si vous avez un quartz de 1, 10, 15 ou 18 MHz, vous savez que c'est un quartz en fondamentale.

Quartz "overtone" de troisième harmonique

Les quartz "overtone" de troisième harmonique sont construits à partir d'une fréquence minimale de 20 - 22 MHz jusqu'à une fréquence maximale de 70 MHz. Par conséquent si vous avez un quartz de 26 - 27 MHz ou 40 MHz, vous pouvez être certains qu'il s'agit d'un quartz "overtone" de troisième harmonique.

Quartz "overtone" de cinquième harmonique

Les quartz "overtone" de cinquième harmonique sont construits à partir d'une fréquence minimale de 50 - 70 MHz jusqu'à une fréquence maximale de 100 - 120 MHz. Par conséquent si vous avez un quartz de 80 MHz, vous pouvez être certains qu'il s'agit d'un quartz "overtone" de cinquième harmonique.

La fréquence marquée sur le boîtier

La fréquence produite par un quartz est toujours marquée sur le boîtier. Seul un nombre est cependant indiqué, pas la mention MHz ou kHz. Aussi, si vous achetez un quartz de 10 MHz, ne vous étonnez pas si vous lisez sur le boîtier :

10 - 10.0 - 10.000 - 10000.0.

Si vous achetez un quartz de 27,15 MHz, vous pouvez trouver un de ces nombres :

6 - 6.00 - 6.000 - 6000.0.

Si vous achetez un quartz de 27,15 MHz, vous pouvez trouver un de ces nombres :

27.150 - 27150 - 27150.0.

Ne vous inquiétez pas de cette diversité d'inscriptions, car si vous demandez un quartz de 10 MHz, le vendeur vous vendra bien sûr un quartz oscillant sur cette fréquence.

Les onze règles d'un oscillateur à quartz

1°- Choisissez toujours un transistor ayant un gain supérieur à 50. Si vous le choisissez à faible gain, vous obtiendrez en sortie une puissance plus faible. Pour savoir le gain d'un transistor, vous pouvez utiliser notre montage EN5014 déjà proposé à la construction dans le Cours.

2°- Le transistor choisi doit avoir une fréquence de coupure supérieure à la fréquence sur laquelle vous voulez le faire osciller. La fréquence de coupure est la fréquence limite que le transistor peut amplifier. Par conséquent si vous voulez réaliser un oscillateur à quartz sur 30 MHz, vous devez choisir un transistor dont la fréquence de coupure soit de 50 ou 60 MHz. Si vous voulez réaliser un oscillateur à quartz sur 150 MHz, vous devez choisir un transistor dont la fréquence de coupure soit de 200 ou 300 MHz.

3°- N'utilisez jamais des transistors de puissance en croyant obtenir une puis-

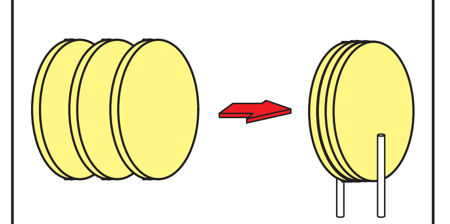


Figure 333 : Si l'on colle trois lames d'épaisseur 0,06148 mm, on obtient une épaisseur totale de 0,1844 mm et, comme l'explique le texte, ce quartz peut osciller sur 9 ou sur 27 MHz.

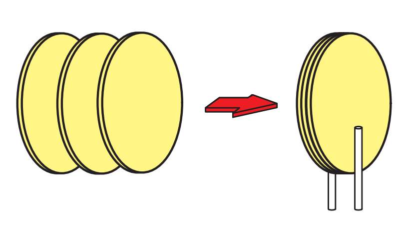


Figure 334 : Si l'on colle trois lames d'épaisseur 0,0184 mm (une seule oscille sur 90 MHz), on obtient une épaisseur totale de 0,0552 mm et ce quartz peut osciller sur 90 ou sur 30 MHz.

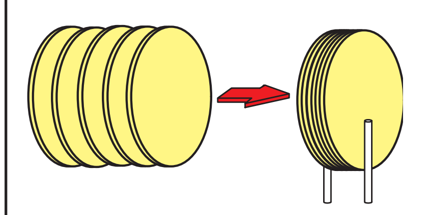


Figure 335 : Si l'on colle cinq lames d'épaisseur 0,0184 mm (une seule oscille sur 90 MHz), on obtient une épaisseur totale de 0,092 mm et ce quartz peut osciller sur 90 ou sur 18,04 MHz.

sance supérieure. Pour tout oscillateur réalisé, vous vous rendrez compte que les transistors de faible puissance produisent en sortie la même puissance que des transistors de puissance.

4°- Cherchez à faire consommer au transistor, quartz non inséré, un courant de 9 à 10 mA : donc, après avoir réalisé n'importe quel oscillateur à quartz, reliez toujours en série à la tension d'alimentation un multimètre (figure 336) afin de contrôler le courant consommé. Pour faire consommer au transistor un courant de 9 à 10 mA, vous devez tourner le trimmer R1, en série entre la base et le positif d'alimentation. Beaucoup de schémas d'oscillateurs ne comportent pas ce trimmer car, au cours de la conception, après avoir mesuré la valeur ohmique de R1, on insère une résistance ayant une valeur égale à R1 + R2. Si la valeur R1 + R2 n'est pas normalisée, on retouche la valeur de R3 de manière à faire consommer au transistor un courant de 9 à 10 mA.

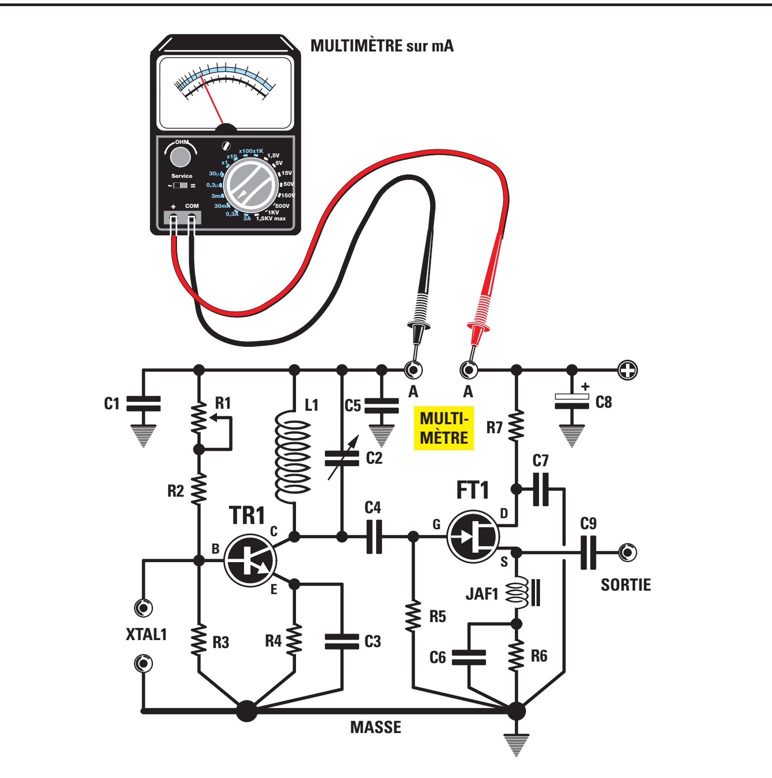


Figure 336 : Avant d'insérer un quartz dans un étage oscillateur, vous devez tourner le curseur du trimmer R1 pour que le transistor consomme environ 9 - 10 mA. Après avoir réglé R1, vous pouvez mesurer la valeur totale R1 + R2 puis utiliser à la place une seule résistance de même valeur.

5°- Après avoir inséré le quartz, vous devez tourner le condensateur ajustable en parallèle avec la self, jusqu'à trouver la capacité que le fait osciller. Dans les oscillateurs à quartz, quand le quartz commence à osciller, le courant d'absorption varie de quelques mA : donc, pour savoir quand le quartz oscille, une seule possibilité, relier à la sortie du FET la sonde de charge EN5037 fabriquée au cours de la Leçon précédente (figure 337), puis lire sur un multimètre la tension délivrée par l'étage oscillateur.

6°- Si en tournant le condensateur ajustable vous ne réussissez pas à trouver une position faisant osciller le quartz, c'est que la self n'a pas la valeur en µH requise, par conséquent vous devez la remplacer par une autre self ayant un nombre de spires supérieur ou inférieur.

7°- Pour calculer le nombre de spires à bobiner sur un support pour obtenir la valeur en µH requise, revoyez la Leçon précédente.

8°- Ne prélevez jamais la fréquence de l'étage oscillateur avec un condensateur de capacité élevée (100 - 150 - 220 pF), car l'étage oscillateur pourrait s'arrêter. Par conséquent, prélevez toujours le signal avec une faible capacité C4, par exemple 18 ou 22 pF.

9°- Si la self d'accord comporte un noyau ferromagnétique, vous devez toujours l'insérer du côté froid. Si la self est reliée au collecteur du transistor (figure 338), souvenez-vous que son côté froid est celui tourné vers le positif d'alimentation, alors que si la self est reliée à la base du transistor (figure 339), son côté froid est celui

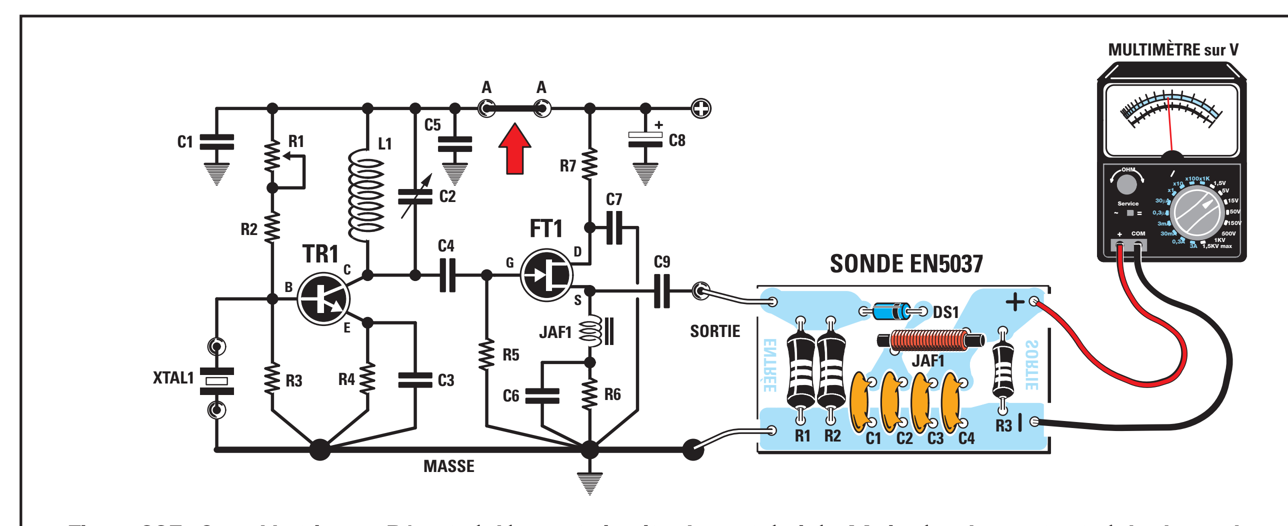


Figure 337 : Quand le trimmer R1 est réglé, court-circuitez les extrémités AA, insérez le quartz et réglez le condensateur ajustable C2 en parallèle avec la self L1. Pour savoir que le circuit d'accord L1/C2 est accordé sur la fréquence du quartz, il est nécessaire de relier la sortie de FT1 à la sonde de charge EN5037 proposée dans la Leçon précédente.

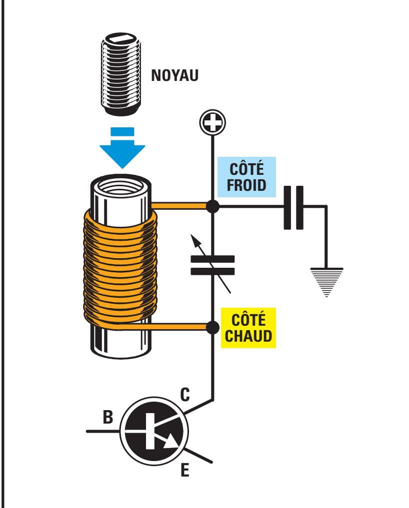


Figure 338 : Si la self est reliée au collecteur du transistor, son côté froid est relié au positif d'alimentation.

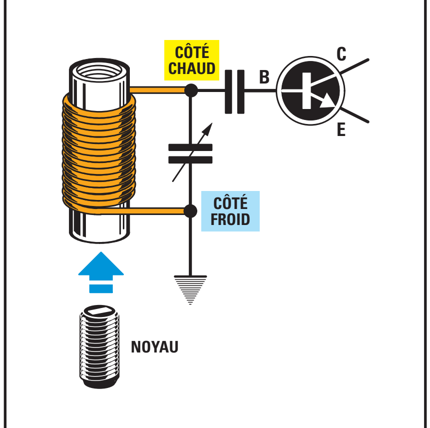


Figure 339 : Si en revanche la self est reliée à la base du transistor, son côté froid est relié à la masse.

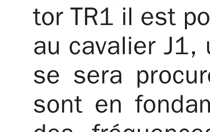
tourné vers la masse. Si vous insérez le noyau ferromagnétique côté chaud, la self s'accordera tout de même, mais le courant sera plus important et le rendement plus faible.

10°- Vous devez toujours relier un condensateur céramique de 10 ou 47nF entre l'extrémité de la self tournée vers le positif d'alimentation et la masse. La connexion à la masse de ce condensateur ne doit pas utiliser n'importe quelle masse du circuit imprimé, mais si possible le point de masse où sont connectés la résistance et le condensateur d'émetteur (figure 343). Si vous reliez ce condensateur à n'importe quelle masse, le circuit risque de ne pas osciller ou bien de produire une infinité de fréquences indésirables.

11°- Si vous utilisez une self dont la valeur en µH est égale à la moitié de celle requise, le quartz oscillera, mais vous obtiendrez à la sortie de l'étage oscillateur une fréquence double ou triple de celle indiquée sur le boîtier du quartz. Par exemple, si le quartz est de 8,5 MHz, qu'il nécessite une self de 10 µH et que vous utilisiez une self de 4,7 µH, il oscillera, mais sur une fréquence de 17 ou 25,5 MHz.

De la théorie à la pratique

Pour voir comment se comporte un étage oscillateur avec un quartz en fondamentale ou un quartz "overtone", la solution la plus simple consiste à le monter et à le faire osciller. Le schéma choisi utilise un transistor comme oscillateur, suivi d'un FET monté en étage séparateur (figure 344). Comme le montre le schéma électrique, dans la base du transistor TR1 il est possible d'insérer, grâce au cavalier J1, un des 3 quartz qu'on se sera procuré : les deux premiers sont en fondamentale et produisent des fréquences de 8,867 MHz et 13,875 MHz. Le troisième quartz est en revanche un "overtone" en troisième harmonique dont la fréquence de travail peut être comprise entre 26 et 27 MHz. Si vous trouvez un quartz de 26,7 MHz, vous le ferez osciller sur 26,7 MHz, mais aussi sur 26,7 : 3 = 8,9 MHz. Si vous en trouvez un de 27 MHz, vous le ferez osciller sur 27 MHz, mais aussi sur 27 : 3 = 9 MHz. Par J2 vous pouvez insérer dans le collecteur de TR1 une des 3 selfs de 10 - 4,7 et 1,0 µH.



Calcul de la valeur d'inductance

Pour calculer la valeur en µH de la self à appliquer sur le collecteur du transistor, vous pouvez utiliser la formule :

µH = 25 300 : [(MHz x MHz) x pF]

où MHz est la fréquence du quartz, pF la valeur du condensateur ajustable à relier en parallèle à la self d'accord et µH la valeur de la self.

Comme vous disposez de 3 quartz oscillant sur les fréquences :

8,867 MHz - 13,875 MHz - 26 ou 27 MHz,

pour faire les calculs vous pouvez éliminer des deux premiers quartz la dernière décimale car elle n'est pas déterminante, pour le dernier quartz, de 26 ou de 27 MHz, vous pouvez considérer la fréquence maximale de 27 MHz.

En consultant la liste des composants de la figure 344 vous verrez que le condensateur ajustable C3, en parallèle à la self, a une capacité variable de 5 à 27 pF : pour faire le calcul nous vous conseillons de prendre en compte sa capacité maximale et d'ajouter ensuite les capacités parasites du circuit imprimé et du transistor. Comme vous ne connaissez pas la valeur de ces dernières, vous pouvez ajouter 8 pF : si elles sont inférieures, le condensateur ajustable vous permettra de corriger la différence. Par conséquent, en ajoutant à la capacité du condensateur ajustable de 27 pF les 8 pF des capacités parasites, vous obtenez une capacité totale de 35 pF. Avec cette donnée, vous pouvez calculer la valeur de la self à utiliser pour faire osciller ces quartz de 8,86 - 13,87 et 27 MHz :

quartz de 8,86 MHz - capacité 35 pF
25 300 : (8,86 x 8,86 x 35) = 9,2 µH

quartz de 13,87 MHz - capacité 35 pF
25 300 : (13,87 x 13,87 x 35) = 3,75µH

quartz de 27 MHz - capacité 35 pF
25 300 : (27 x 27 x 35) = 0,99 µH

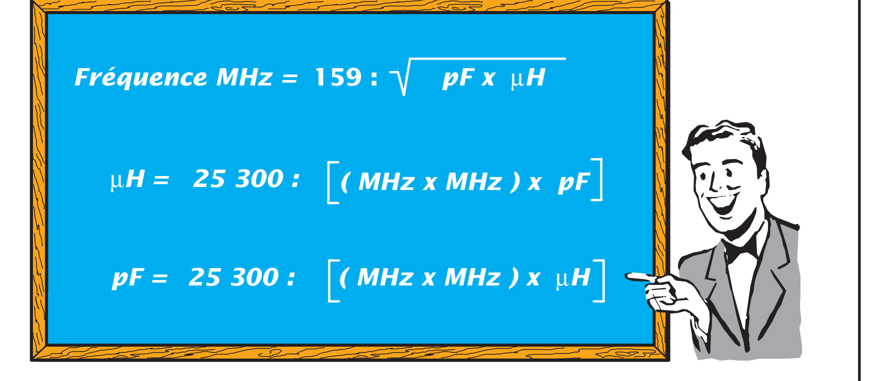


Figure 340 : Pour trouver la valeur en MHz de la fréquence ou les pF du condensateur ou les µH de la self, vous pouvez utiliser ces formules simples.

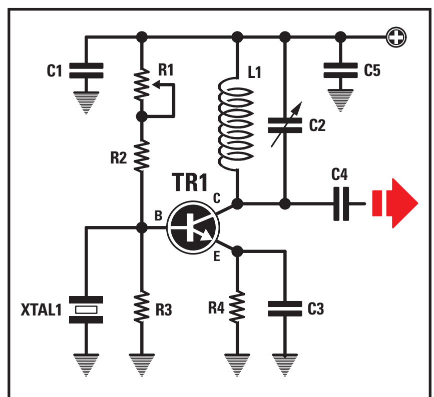


Figure 341 : Tous les composants à relier à la masse sont à souder le plus près possible de la masse à laquelle sont reliés la résistance et le condensateur alimentant l'émetteur du transistor.

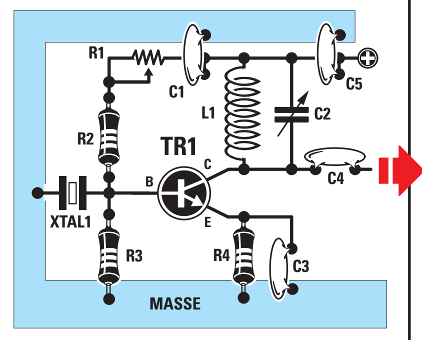


Figure 342 : Si vous reliez les condensateurs de fuite C1 - C5 et le quartz XTAL1 très loin de la masse à laquelle sont reliés la résistance R4 et le condensateur C3, le circuit risque de ne pas osciller.

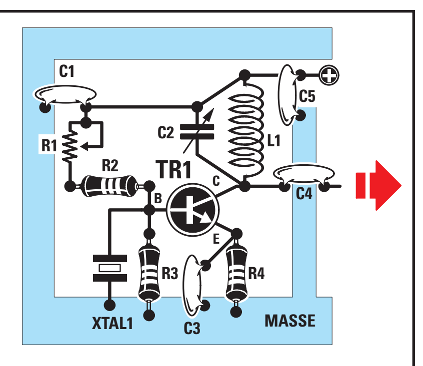


Figure 343 : Comme le montre cet exemple, C5 est soudé très près du côté froid de L1 et son autre extrémité à une piste de masse très proche de R4/C3.

En théorie on devrait utiliser ces trois valeurs de self 9,2 - 3,75 et 0,99 µH, mais comme elles ne sont pas normalisées on prendra : 10 - 4,7 et 1 µH.

Calcul de la fréquence d'accord

Pour vérifier qu'en tournant l'axe du condensateur ajustable de la capacité minimale de 5 pF à la capacité maximale de 27 pF il est possible de s'accorder sur la fréquence du quartz, vous pouvez utiliser cette formule :

$$\text{MHz} = 159 : \sqrt{\text{pF totaux} \times \mu\text{H}}$$

Les capacités parasites étant évaluées à 8 pF, le condensateur ajustable partira d'une valeur minimale de 5 + 8 = 13 pF. Donc, pour le calcul prenez comme capacité minimale 13 pF et maximale 35 pF. Pour trouver la valeur de la fréquence en MHz, vous devez d'abord multiplier les pF par les µH puis extraire la racine carrée avec une calculatrice (de poche ou ordinateur) ayant la fonction racine et diviser ensuite 159 par le résultat de la racine carrée.

capacité 13 pF - inductance 10 µH
$159 : \sqrt{13 \times 10} = 13{,}94$ MHz

capacité 35 pF - inductance 10 µH
$159 : \sqrt{35 \times 10} = 8{,}49$ MHz.

Donc, avec une self de 10 µH, en théorie, vous pouvez faire l'accord sur une fréquence entre 8,4 et 13,9 MHz : cette self pourra faire osciller le seul quartz de 8,86 MHz (pour celui de 13,87 MHz nous sommes à la limite).

capacité 13 pF - inductance 4,7 µH
$159 : \sqrt{13 \times 4{,}7} = 20{,}34$ MHz

capacité 35 pF - inductance 4,7 µH
$159 : \sqrt{35 \times 4{,}7} = 12{,}39$ MHz.

Avec une self de 4,7 µH vous pouvez faire l'accord, en théorie, sur une fréquence entre 12,39 et 20,34 MHz : cette self pourra faire osciller le seul quartz de 13,87 MHz.

capacité 13 pF - inductance 1 µH
$159 : \sqrt{13 \times 1} = 44{,}0$ MHz

capacité 35 pF - inductance 1 µH
$159 : \sqrt{35 \times 1} = 26{,}87$ MHz.

Avec une self de 1 µH vous pouvez faire l'accord sur une fréquence, toujours en théorie, entre 26,87 et 44 MHz : cette self pourra faire osciller les seuls quartz de 26 - 27 MHz.

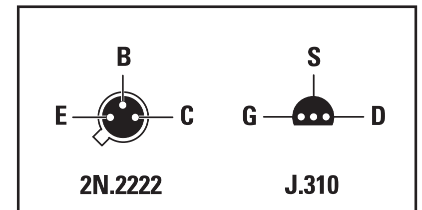


Figure 344b : Brochages du NPN TR1 et FET FT1, vus de dessous.

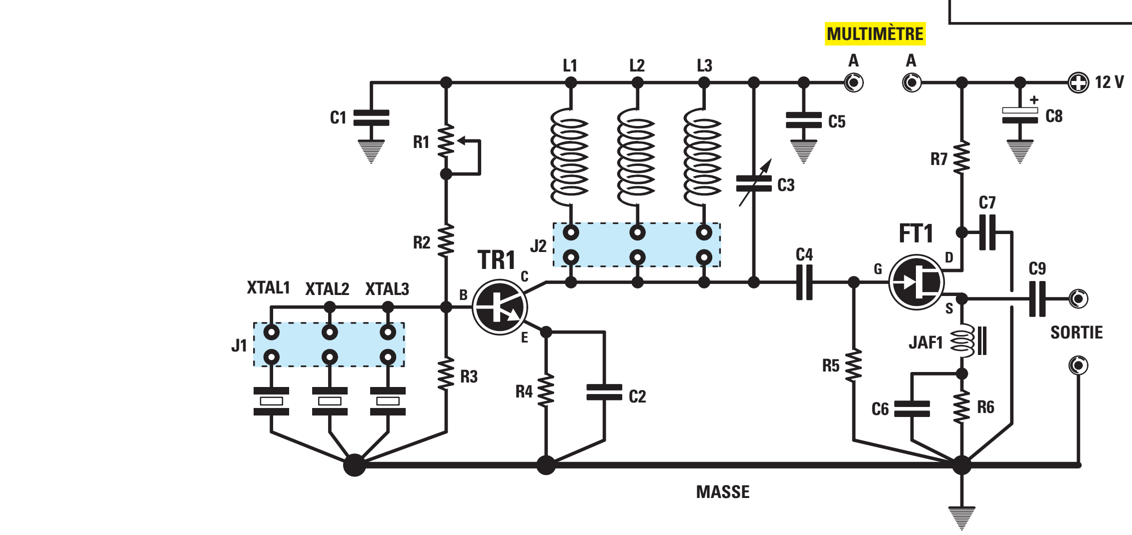


Figure 344a : Schéma électrique de l'étage oscillateur permettant de voir comment se comporte un quartz quand on insère dans le collecteur trois selfs différentes.

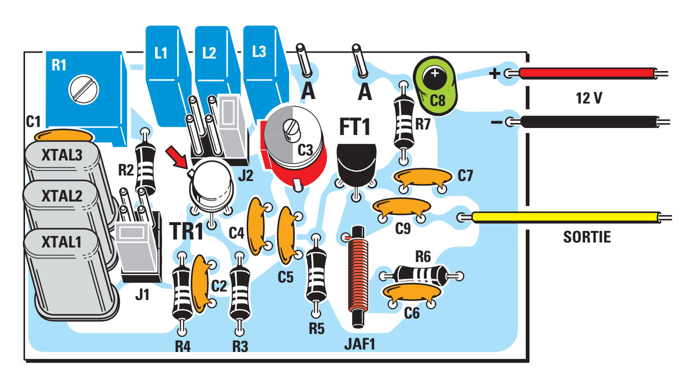


Figure 345a : Schéma d'implantation des composants de la platine de l'étage oscillateur testeur de quartz. Quand vous insérez le transistor métallique TR1, orientez bien le téton repère-détrompeur vers R1. Vous pouvez aussi alimenter ce circuit avec une tension de 9 V.

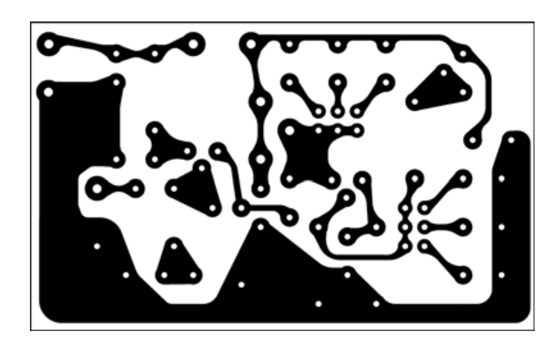


Figure 345b : Dessin à l'échelle 1 du circuit imprimé.

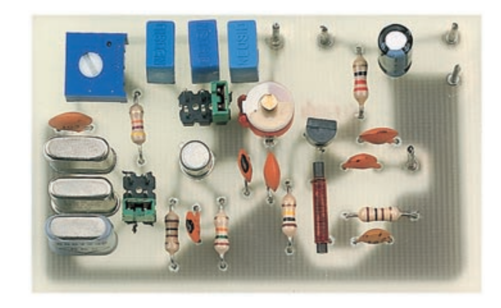


Figure 346 : Photo d'un des prototypes de la platine de l'étage oscillateur testeur de quartz. Dans la deuxième partie de la Leçon nous procèderons aux essais, réglages et utilisation : vous aurez besoin de la sonde de charge EN5037 et d'un multimètre.

Liste des composants EN5038

R1 .... 47 kΩ trimmer
R2 .... 47 kΩ
R3 .... 15 kΩ
R4 .... 100 Ω
R5 .... 100 kΩ
R6 .... 100 Ω
R7 .... 22 Ω
C1 .... 10 nF céramique
C2 .... 47 pF céramique
C3 .... 5-27 pF ajustable
C4 .... 22 pF céramique
C5 .... 10 nF céramique
C6 .... 1 nF céramique
C7 .... 10 nF céramique
C8 .... 10 µF électrolytique
C9 .... 100 pF céramique
JAF1 .... Self de choc HF
TR1 .... NPN 2N2222
FT1 .... FET J10
L1 .... 10 µH
L2 .... 4,7 µH
L3 .... 1 µH
XTAL1 ..... Quartz 8,867 MHz
XTAL2 ..... Quartz 13,875 MHz
XTAL3 ..... Quartz 27,125 MHz
J1 .... Cavalier
J2 .... Cavalier

Calcul de la capacité

Connaissant la valeur en µH de la self et la fréquence du quartz, vous pouvez calculer la capacité du condensateur ajustable à monter en parallèle à la self, avec la formule :

pF = 25 300 : [(MHz x MHz) x µH].

Par conséquent pour pouvoir faire l'accord sur 8,86 MHz avec une self de 10 µH, en théorie il faut un condensateur de capacité égale à :

25 300 : [(8,86 x 8,86) x 10] = 32,22 pF

Pour pouvoir faire l'accord sur 13,87 MHz avec une self de 4,7 µH, en théorie, il faut un condensateur de capacité égale à :

25 300 : [(13,87 x 13,87) x 4,7] = 27,98 pF.

Pour pouvoir faire l'accord sur 27 MHz avec une self de 1 µH, en théorie, il faut un condensateur de capacité égale à :

25 300 : [(27 x 27) x 1] = 34,7 pF.

Retenons que les calculs théoriques sont toujours approximatifs dans la mesure où l'on ne connaît pas exactement la valeur de toutes les capacités parasites présentes dans le montage (circuit imprimé, liaisons, etc.) ni la tolérance du condensateur ajustable d'accord.

Conclusion et à suivre

A l'aide des figures 344 (et de la liste des composants), 345 et 346, montez cet oscillateur testeur de quartz EN5038 : la seconde partie de cette Leçon vous apprendra comment le régler et l'utiliser. Vous aurez besoin de la sonde EN5037 et d'un multimètre. Bons montages en attendant. ◆

NOTES

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les oscillateurs HF à quartz

deuxième partie



Dans la première partie de cette Leçon, nous vous avons expliqué la différence existant entre un quartz (oscillant) en fondamentale et un quartz (oscillant en) "overtone". Si vous avez réalisé le petit étage oscillateur EN5038 proposé à la construction dans la première partie, vous allez le mettre au point et l'exploiter dans cette seconde partie : vous comprendrez alors comment se comporte un quartz et vérifierez que le circuit d'accord self + condensateur ajustable se cale sur une fréquence différente de celle inscrite sur son boîtier.



Passons donc tout de suite aux opérations de réglage de la platine oscillateur que vous avez précédemment montée.

Les réglages de l'oscillateur à quartz

1° - Tournez à mi-course le curseur du trimmer R1 monté sur la base du transistor.

2° - Ouvrez le cavalier J1, car pour régler le courant consommé par le transistor aucun quartz ne doit être monté.

3° - Insérez le cavalier J2 dans un des 3 connecteurs pour relier au collecteur du transistor l'une des 3 selfs.

4° - Branchez un multimètre, sur la portée 20 ou 30 mA fond d'échelle, sur les deux points de test AA, comme le montre la figure 347.

5° - Appliquez au circuit une tension de 12 V et contrôlez sur le multimètre combien de courant consomme le transistor. Comme il ne consommera probablement pas tel quel un courant de 9 à 10 mA, vous devez tourner le curseur de R1 jusqu'à obtenir cette consommation de courant, comme le montre la figure 348.

6° - Quand cette condition est obtenue, ôtez le multimètre et court-circuitez les points AA avec un morceau de fil de cuivre soudé, comme le montre la figure 349, afin de relier le positif 12 V et le collecteur du transistor.

7° - Reliez à la sortie du FET FT1 la sonde de charge EN5037, comme le montre la figure 350 et à cette dernière le multimètre commuté sur la portée 10 Vcc fond d'échelle.

Après avoir exécuté ces opérations simples, vous allez chercher à faire osciller les 3 quartz et, à ce propos,

vous découvrez que des selfs qui, en théorie, ne devraient pas faire osciller tel quartz (car leurs valeurs inductives nous sont pas celle requise), le font osciller également : vous voulez alors savoir quel en est le motif.

La self de 10 µH avec le quartz de 8,867 MHz

Placez le cavalier J1 en face du quartz de 8,867 MHz et tournez l'axe du condensateur ajustable C3 : quand vous avez trouvé la capacité exacte requise pour faire osciller le quartz, vous vous en apercevez tout de suite car la tension HF détectée par la sonde de charge donne une tension continue de 2,2 à 2,9 V.

La self de 10 µH avec le quartz de 13,875 MHz

Placez le cavalier J2 en face de la self de 10 µH et J1 en face du quartz de 13,875 MHz. Tournez l'axe du condensateur ajustable C3 : si le quartz oscille à cause de la tolérance du condensateur ajustable ou de la self, vous verrez l'aiguille du multimètre indiquer une valeur de tension. Si l'aiguille reste sur 0 V, vous pouvez en déduire que le circuit ne parvient pas à s'accorder sur 13,875 MHz.

La self de 10 µH avec le quartz de 26 à 27 MHz

Placez le cavalier J1 en face du quartz de 26 à 27 MHz et tournez l'axe du condensateur ajustable C3 : même si la self n'a pas une valeur en µH apte à faire osciller un quartz de 26 à 27 MHz, vous trouverez une position dans laquelle le multimètre détecte une tension de 2,9 V environ et cela indique une oscillation du quartz. Avec cette self le quartz n'oscille pas sur la fréquence de 26 à 27 MHz, mais sur sa fréquence fondamentale, c'est-à-dire celle correspondant à l'épaisseur totale des 3 lames (comme le montrait, dans la première partie, la figure 333).

Par conséquent ce quartz, étant en “overtone” de 3e harmonique (on dit “overtone 3”), oscille sur la fréquence de : 27 : 3 = 9 MHz. En effet, vous souvenant des calculs précédents, vous savez qu'une self de 10 µH peut couvrir, avec un condensateur ajustable de 5 à 27 pF, une gamme de fréquence de 8,49 à 13,94 MHz. On comprend que le signal HF produit ne puisse être à 27 MHz.

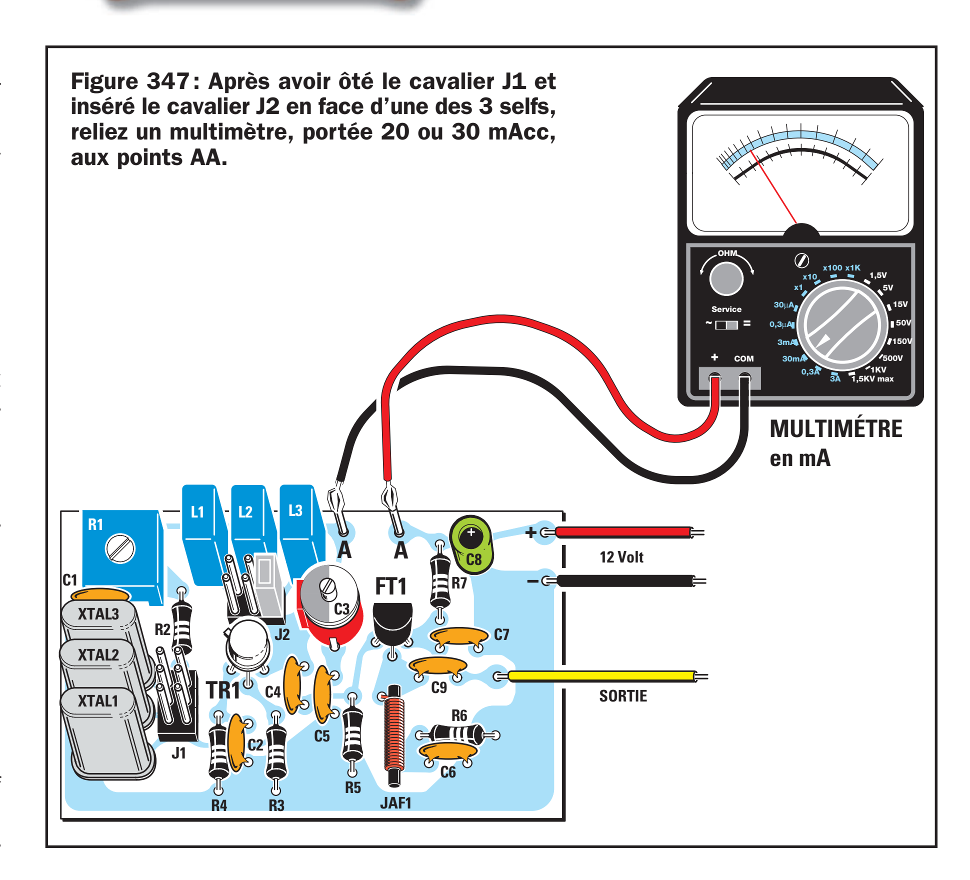


Figure 347 : Après avoir ôté le cavalier J1 et inséré le cavalier J2 en face d'une des 3 selfs, reliez un multimètre, portée 20 ou 30 mAcc, aux points AA.

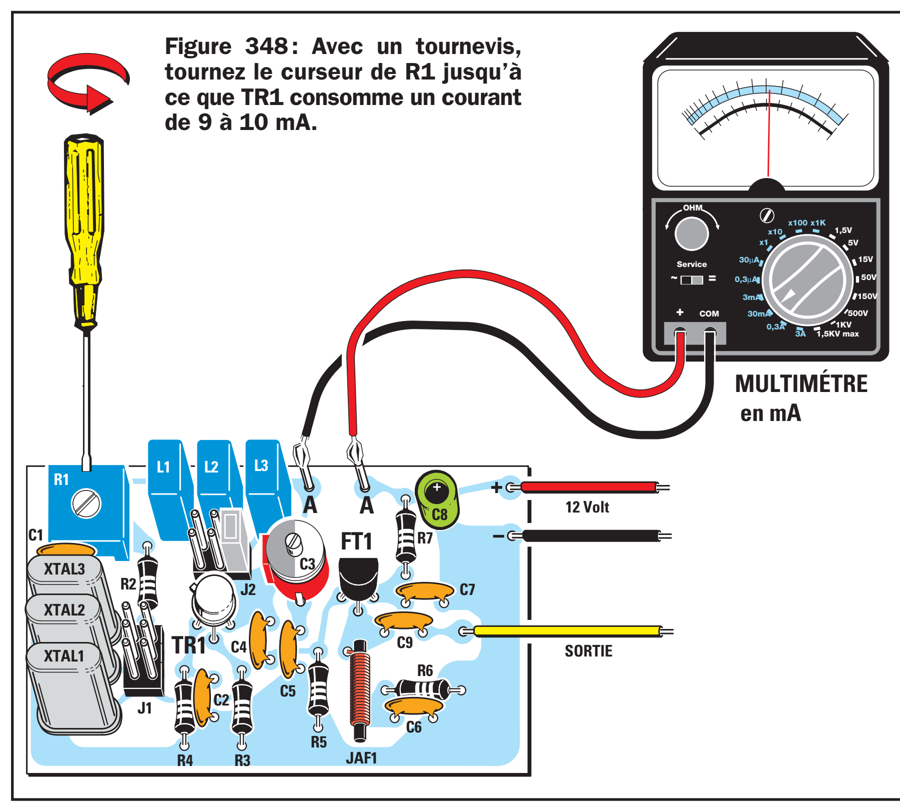


Figure 348 : Avec un tournevis, tournez le curseur de R1 jusqu'à ce que TR1 consomme un courant de 9 à 10 mA.

La self de 4,7 µH avec le quartz de 8,867 MHz

Placez le cavalier J1 en face du quartz de 8,867 MHz et tournez l'axe du condensateur ajustable C3 : même si vous savez qu'une self de 4,7 µH peut couvrir une gamme de fréquences de 12,39 à 20,34 MHz, vous trouverez que dans ce cas le multimètre détecte une tension de 2,9 à 3,2 V environ et cela indique une oscillation du quartz. Avec cette self le quartz n'oscille pas sur la fréquence de 8,867 MHz, mais sur sa fréquence double, soit de :

8,867 x 2 = 17,734 MHz.

Si vous avez un fréquencemètre numérique à relier à la sortie de l'étage oscillateur, il indiquera 17,734 MHz.



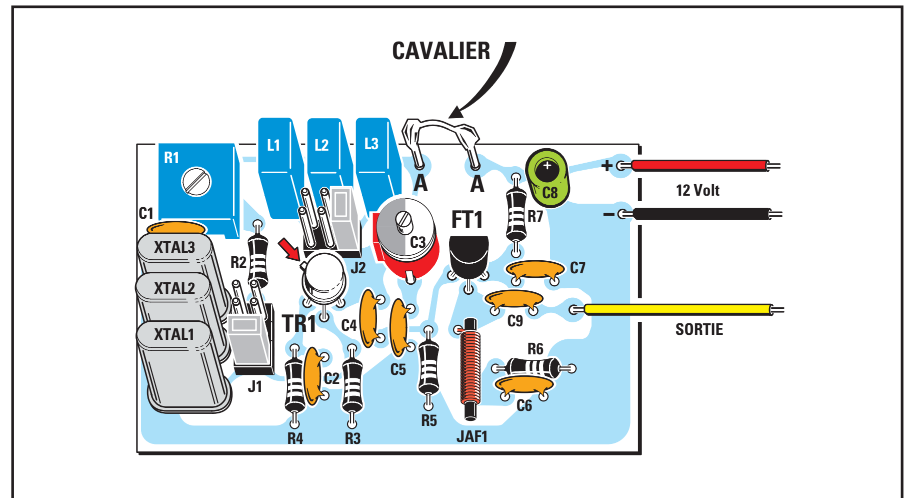


Figure 349 : Après avoir réglé R1, court-circuitez les points AA et insérez le cavalier J1 en face du quartz de 8,867 MHz et le cavalier J2 en face d'une des 3 selfs.

La self de 4,7 µH avec le quartz de 13,875 MHz

Placez le cavalier J2 en face de la self de 4,7 µH et J1 en face du quartz de 13,875 MHz. Tournez l'axe du condensateur ajustable C3 : quand vous aurez trouvé la capacité exacte requise pour faire osciller le quartz, vous verrez le multimètre indiquer 2,6V. Avec cette valeur de self, vous obtenez exactement 13,875 MHz.

La self de 4,7 µH avec le quartz de 26 à 27 MHz

Placez le cavalier J1 en face du quartz de 26 à 27 MHz et tournez l'axe du condensateur ajustable C3 : même si la self n'a pas une valeur en µH apte à faire osciller un quartz de 26 à 27 MHz, vous trouverez une position dans laquelle le multimètre détecte une tension de 2,6 V environ et cela indique une oscillation du quartz. Avec cette self le quartz n'oscille pas sur la fréquence de 26 à 27 MHz, mais sur sa fréquence fondamentale, c'est-à-dire 9 MHz, multipliée par 2, soit 18 MHz, car une self de 4,7 µH couvre une gamme de fréquences de 12,39 à 20,34 MHz.

La self de 1 µH avec le quartz de 8,867 MHz

Placez le cavalier J1 en face du quartz de 8,867 MHz et tournez l'axe du condensateur ajustable C3 : même si vous savez qu'une self de 1 µH peut couvrir une gamme de fréquences de 26,87 à 44 MHz, si vous tournez l'axe de C3 vous trouverez une position pour laquelle le multimètre détecte une tension de 2,6 V environ et cela indique une oscillation du quartz. Avec cette self le quartz n'oscille pas sur la fréquence de 8,867 MHz, mais sur sa fréquence triple, soit de : 8,867 x 3 = 26,6 MHz.

La self de 1 µH avec le quartz de 26 à 27 MHz

Placez le cavalier J1 en face du quartz de 26 à 27 MHz et tournez l'axe du condensateur ajustable C3 : quand vous aurez trouvé la capacité exacte requise pour faire osciller le quartz, vous verrez que le multimètre indique une tension continue de 2,2 V environ. Avec cette valeur inductive, le quartz oscille sur la fréquence exacte de 26 à 27 MHz.

En exécutant ces tests, vous apprendrez qu'il est possible de faire osciller un quartz même en utilisant des selfs ayant une valeur en µH nettement inférieure à celle requise : dans ces cas, on obtient toutefois des fréquences qui sont des multiples par rapport à la valeur inscrite sur le boîtier du quartz. Par conséquent, pour connaître la valeur en µH de la self à insérer dans un étage oscillateur à quartz, nous vous conseillons d'user de la formule suivante :

$$\mu H = 25\,300 : (MHz \times MHz \times pF).$$

La valeur en MHz à insérer dans la formule est celle du quartz, pF est la capacité maximale du condensa-

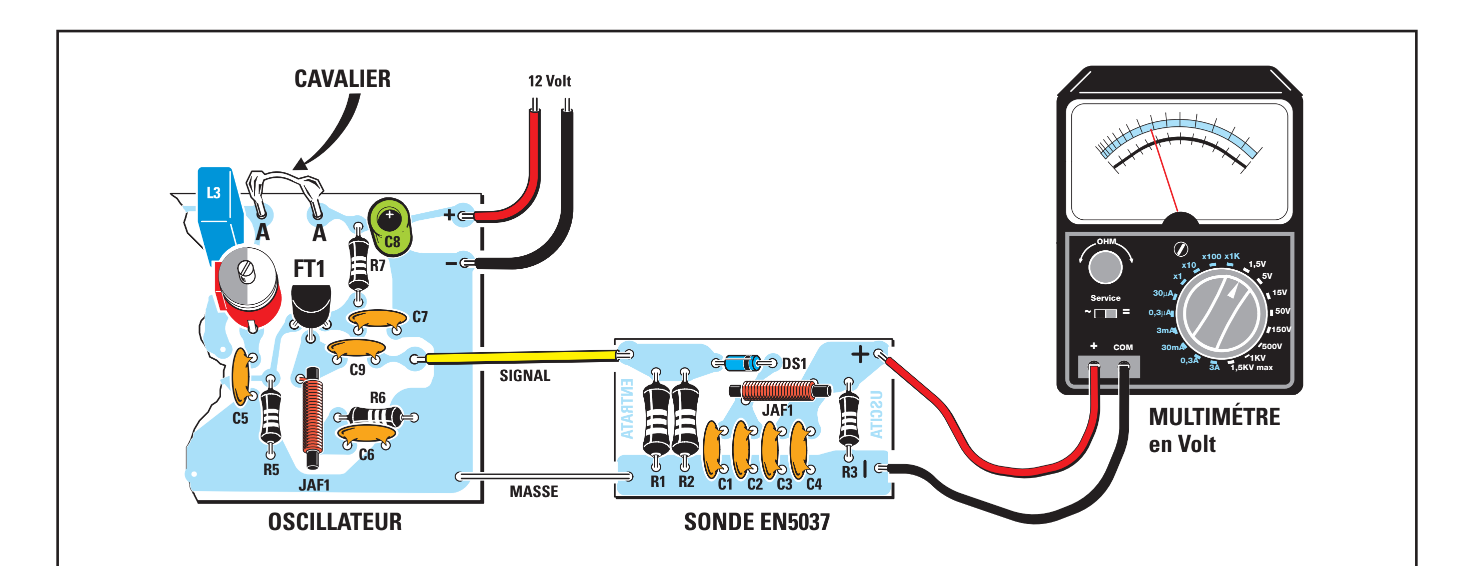
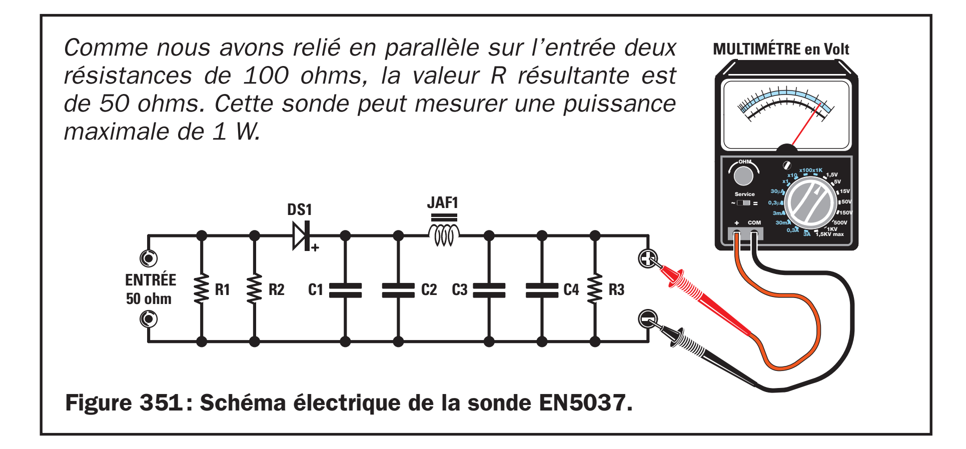


Figure 350 : Pour savoir si le quartz oscille, appliquez à la sortie de l'oscillateur la sonde de charge EN5037 (Leçon 36) et à la sortie de cette sonde un multimètre commuté sur la portée 10 Vcc. Tournez ensuite l'axe de C3. Quand sa capacité accorde la self L1, le multimètre indique une tension entre 2,3 et 2,9 V.



Comme nous avons relié en parallèle sur l'entrée deux résistances de 100 ohms, la valeur R résultante est de 50 ohms. Cette sonde peut mesurer une puissance maximale de 1 W.

Figure 351 : Schéma électrique de la sonde EN5037.

Liste des composants EN5037

1 .... 100 Ω 1/2 W
R2 ..... 100 Ω 1/2 W
R3 ..... 68 kΩ
C1 ..... 10 nF céramique
C2 ..... 1 nF céramique
C3 ..... 10 nF céramique
C4 ..... 1 nF céramique
DS1 ... Diode schottky HP5082
JAF1 .. Self de choc HF
Circuit imprimé EN5037*

**Le circuit imprimé est disponible en téléchargement sur le site de la revue.*

teur ajustable monté en parallèle à la self, à laquelle il faut ajouter les 7 à 8 pF de capacité parasite. La valeur en µH obtenue par le calcul peut être tranquillement arrondie : pour 8,37 ou 9,50 µH, on prendra 8 ou 10 µH. Si le calcul donne 3,90 ou 5 µH, vous pouvez tout aussi tranquillement prendre une self normalisée de 4,7 µH et si c'est 1,1 µH, le quartz oscillera également avec 0,8 ou 1,3 µH.

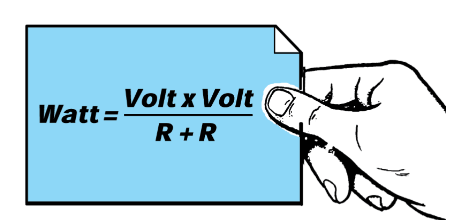


Figure 352 : Pour connaître la puissance en W, vous pouvez utiliser cette formule. R est égale à 50 ohms et la somme R + R à 100 ohms donc. La formule simplifiée est : W = (V x V) : 100.

Le contrôle de la puissance

Après avoir fait osciller le quartz, vous pouvez évaluer la puissance produite par l'étage oscillateur en appliquant à sa sortie la sonde de charge EN5037 (Leçon 36). En tournant l'axe de C3 déjà vous savez quand le quartz oscille : le multimètre détecte alors une tension pouvant varier, en fonction de la self choisie et du bêta du transistor, entre 1,7 et 2,9 V. Plus grande est la tension sortant de la sonde de charge et plus grande est la puissance du signal HF produite par le transistor : pour la connaître, vous pouvez utiliser cette formule :

W = [(V x V) : (R + R)],

où V est la tension lue sur le multimètre et R la résistance appliquée à l'entrée de la sonde de charge. Comme R1 et R2 en parallèle font 100 ohms, vous mettrez comme valeur de R 50 ohms. La somme 50 + 50 fait 100 ohms et donc vous pouvez simplifier la formule ainsi :

W = (V x V) : 100.

Si, à la sortie de la sonde, se trouve une tension de 1,7 V, la puissance produite par l'étage oscillateur est de :

(1,7 x 1,7) : 100 = 0,0289 W.

Si, à la sortie de la sonde, se trouve une tension de 2,6 V, la puissance produite par l'étage oscillateur est de :

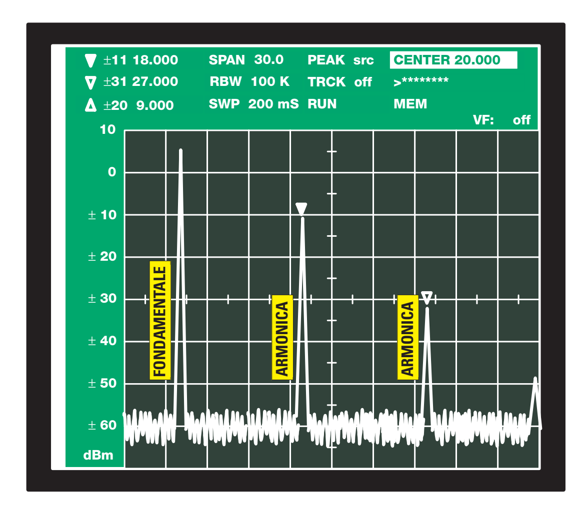


Figure 353 : Les sondes de charge et même le W-mètres HF sont menteurs, car à la tension produite par la fréquence fondamentale s'ajoutent celles produites par les fréquences harmoniques, toujours présentes à la sortie d'un étage oscillateur. Les harmoniques sont des fréquences égales au double, triple, quadruple de la fréquence fondamentale. Si, à la sortie de l'oscillateur on relie un analyseur de spectre, on voit toutes les harmoniques, qui toutes, bien sûr, sont mesurées par la sonde de charge.

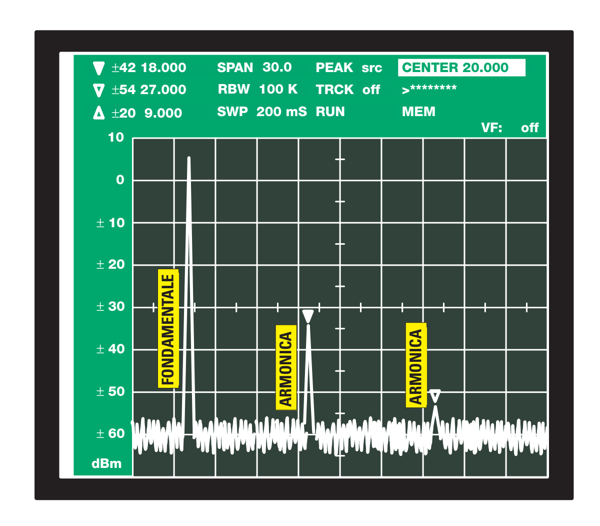


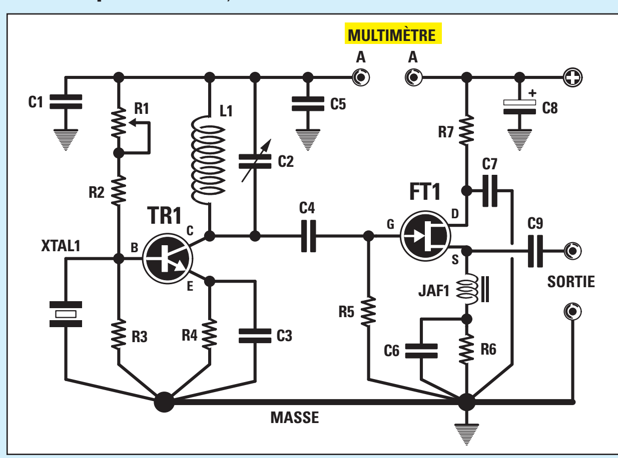
Figure 354 : Si, avec un filtre passe-bas HF, nous atténuons l'amplitude de toutes les fréquences harmoniques, la sonde de charge mesure une tension moindre.

Voyant cette tension diminuer, on pourrait supposer que la puissance de sortie diminue, alors qu'il n'en est rien (comme le montre la figure, l'amplitude de la fondamentale reste la même).

Figure 355

Cet étage oscillateur, utilisant un transistor NPN et un FET, peut être utilisé pour faire osciller tout quartz en fondamentale comme en "overtone 3" (de 3e harmonique). La valeur de la self L1 en µH doit être calculée en fonction de la fréquence du quartz utilisé.

Avant d'insérer le quartz, vous devez tourner le curseur de R1 de façon à faire consommer au transistor un courant d'environ 9 à 10 mA (sans quartz inséré). En appliquant à la sortie de cet oscillateur la sonde de charge, comme le montre la figure 351, vous prélèverez une tension légèrement supérieure à 2,8 V.



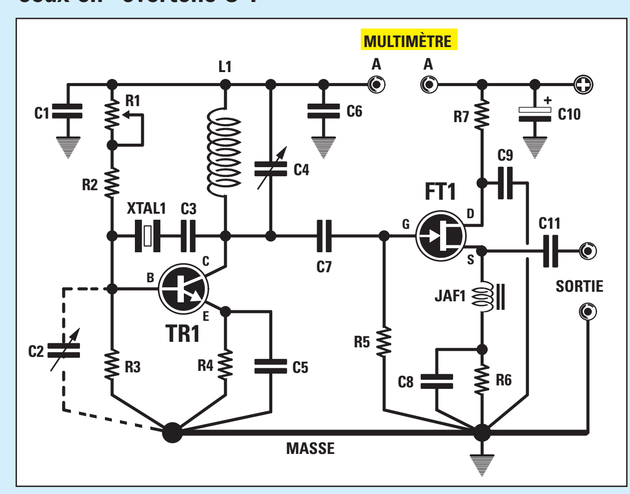
Liste des composants

R1 ....47 kΩ trimmer
R2 ....47 kΩ
R3 ....15 kΩ
R4 ....100 Ω
R5 ....100 kΩ
R6 ....100 Ω
R7 ....22 Ω
C1 ....10 nF céramique
C2 ....5-27 pF ajustable
C3 ....1 nF céramique
C4 ....22 pF céramique
C5 ....10 nF céramique
C6 ....1 nF céramique
C7 ....10 nF céramique
C8 ....10 µF électrolytique
C9 ....100 pF céramique
L1...........Self d'accord
JAF1........Self de choc HF
TR1.........NPN 2N2222
FT1 ....FET J310
XTAL1......Quartz quelconque

Figure 356

Cet étage oscillateur, utilisant encore un transistor NPN et un FET, peut être utilisé pour faire osciller tout quartz en fondamentale comme en "overtone 3 ou 5" (de 3e ou 5e harmonique). Pour faire osciller les quartz en "overtone 3 ou 5", il est conseillé d'appliquer en parallèle à R3 un condensateur ajustable de 10 à 60 pF.

En appliquant à la sortie de cet oscillateur la sonde de charge, comme le montre la figure 351, vous prélèverez une tension d'environ 2,2 V pour les quartz en fondamentale, 1,9 V pour les quartz en "overtone 3" et 1,2 V pour ceux en "overtone 5".



Liste des composants

R1 ..... 47 kΩ trimmer
R2 ..... 47 kΩ
R3 ..... 15 kΩ
R4 ..... 100 Ω
R5 ..... 100 kΩ
R6 ..... 100 Ω
R7 ..... 22 Ω
C1 ..... 10 nF céramique
C2 ..... 10-60 pF ajustable
C3 ..... 47 pF céramique
C4 ..... 5-27 pF ajustable
C5 ..... 1 nF céramique
C6 ..... 10 nF céramique
C7 ..... 22 pF céramique
C8 ..... 1 nF céramique
C9 ..... 10 nF céramique
C10 ... 10 µF électrolytique
C11 ... 100 pF céramique
L1...... Self d'accord
JAF1... Self de choc HF
TR1.... NPN 2N2222
FT1 .... FET J310
XTAL1. Quartz quelconque

(2,6 x 2,6) : 100 =
0,0676 W.

En mW (multipliez par 1 000), cela fait respectivement 28,9 et 67,6 mW.

La puissance réelle, effective, est légèrement supérieure à la puissance mesurée et calculée, car il faut penser que la diode redresseuse insérée dans la sonde de charge provoque une chute de tension d'environ 0,6 V : si le multimètre détecte 1,7 V, la tension réelle fournie par le transistor est de 1,7 + 0,6 = 2,3 V et donc la puissance réelle est de :

(2,3 x 2,3) : 100 =
0,0529, soit 52,9 mW.

Si le multimètre détecte 2,6 V, la tension réelle fournie par le transistor est de :

2,6 + 0,6 = 3,2 V

et donc la puissance réelle est de :

(3,2 x 3,2) : 100 =
0,1024, soit 102,4 mW.

Plus haut est le gain du transistor, plus élevée est la tension prélevée à la sortie de la sonde de charge.

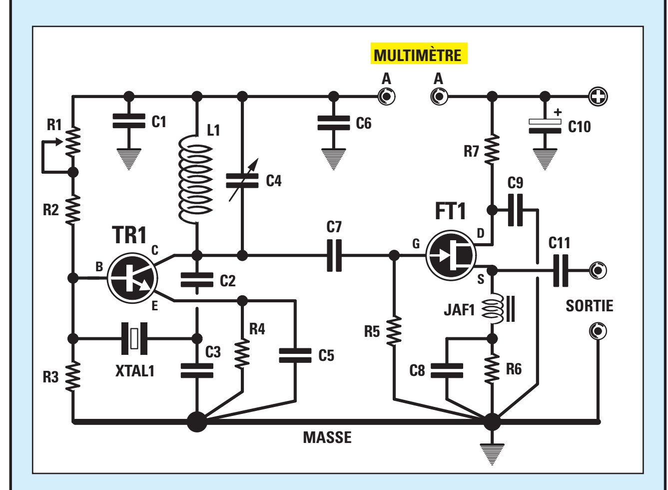
La sonde de charge est menteuse

Toutes les sondes de charge et même le W-mètres HF le sont, car à la tension produite par la fréquence fondamentale s'ajoutent celles produites par les fréquences harmoniques, toujours présentes à la sortie

Figure 357

Cet étage oscillateur, utilisant toujours un transistor NPN et un FET, peut être utilisé pour faire osciller tout quartz en fondamentale comme en "overtone 3" (de 3e harmonique). La valeur de la self L1 en µH doit être calculée en fonction de la fréquence du quartz utilisé.

Avant d'insérer le quartz, vous devez tourner le curseur de R1 de façon à faire consommer au transistor un courant d'environ 9 à 10 mA (sans quartz inséré). En appliquant à la sortie de cet oscillateur la sonde de charge, comme le montre la figure 351, vous prélèverez une tension légèrement supérieure à 2,2 V.



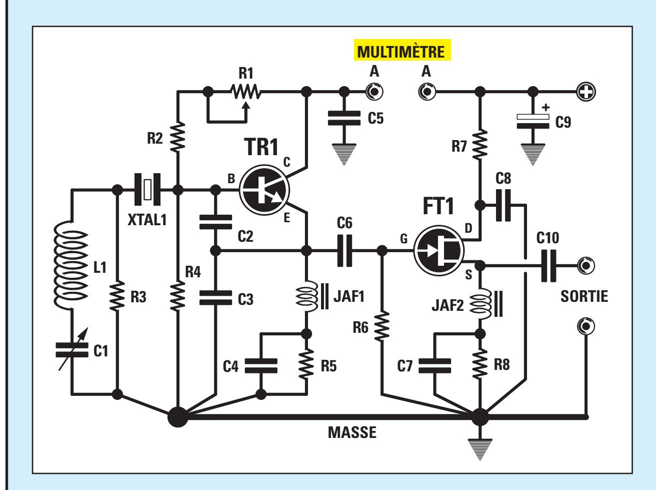
Liste des composants

R1 ..... 47 kΩ trimmer
R2 ..... 47 kΩ
R3 ..... 15 kΩ
R4 ..... 100 Ω
R5 ..... 100 kΩ
R6 ..... 100 Ω
R7 ..... 22 Ω
C1 ..... 10 nF céramique
C2 ..... 47 pF céramique
C3 ..... 47 pF céramique
C4 ..... 5-27 pF ajustable
C5 ..... 1 nF céramique
C6 ..... 10 nF céramique
C7 ..... 22 pF céramique
C8 ..... 1 nF céramique
C9 ..... 10 nF céramique
C10 ... 10 µF électrolytique
C11 ... 100 pF céramique
L1 ...... Sel d'accord
JAF1... Self de choc HF
TR1.... NPN 2N2222
FT1 .... FET J310
XTAL1 . Quartz quelconque

Figure 358

Cet étage oscillateur, utilisant toujours un transistor NPN et un FET, sert seulement pour faire osciller tout quartz en "overtone 3, 5 ou 7", mais pas en fondamentale.

Avant d'insérer le quartz, là encore, vous devez tourner le curseur de R1 de façon à faire consommer au transistor un courant d'environ 9 à 10 mA (sans quartz inséré). Dans le cas des quartz "overtone" supérieurs à 70 MHz, vous devez prendre pour C3 un condensateur de 47 ou 56 pF. En appliquant à la sortie de cet oscillateur la sonde de charge, comme le montre la figure 351, vous prélèverez une tension légèrement supérieure à 1,2 V.



Liste des composants

R1 ..... 47 kΩ trimmer
R2 ..... 47 kΩ
R3 ..... 4,7 kΩ
R4 ..... 15 kΩ
R5 ..... 100 Ω
R6 ..... 100 kΩ
R7 ..... 22 Ω
R8 ..... 100 Ω
C1 ..... 5-27 pF ajustable
C2 ..... 33 pF céramique
C3 ..... 100 pF céramique
C4 ..... 1 nF céramique
C5 ..... 10 nF céramique
C6 ..... 22 pF céramique
C7 ..... 1 nF céramique
C8 ..... 10 nF céramique
C9 ..... 10 µF électrolytique
C10 ... 100 pF céramique
L1 ...... Sel d'accord
JAF1... Self de choc HF
TR1.... NPN 2N222
FT1 .... FET J310
XTAL1 . Quartz quelconque

d'un étage oscillateur : les harmoniques sont des fréquences égales au double, triple, quadruple de la fréquence fondamentale.

Par conséquent, à la sortie d'un oscillateur utilisant un quartz de 9 MHz, comme le montre la figure 353, sont présentes des harmoniques de :

9 + 9 = 18 MHz
9 + 9 + 9 = 27 MHz
9 + 9 + 9 + 9 = 36 MHz.

Même si les harmoniques fournissent des tensions nettement moindres par rapport à celle de la fréquence fondamentale de 9 MHz, la diode de la sonde de charge les redresse. Supposons par exemple la tension produite par la fréquence fondamentale et par les harmoniques soient de :

9 MHz tension	**1,6 V**
18 MHz tension	**0,9 V**
27 MHz tension	**0,5 V**
36 MHz tension	**0,3 V**
	total = 3,3 V

la sonde de charge fournit en sortie une tension totale de 3,3 V et si on lui ajoute celle de la chute due à la diode (0,6 V), on obtient une tension de 3,9 V correspondant à une puissance théorique de :

(3,9 x 3,9) : 100 = 0,152 W.

La fréquence fondamentale de 9 MHz produit en sortie une tension de 1,6 + 0,6 = 2,2 V correspondant à une puissance de :

(2,2 x 2,2) : 100 = 0,0484 W.

Si la tension produite par les fréquences harmoniques est moindre que dans l'exemple précédent, soit :

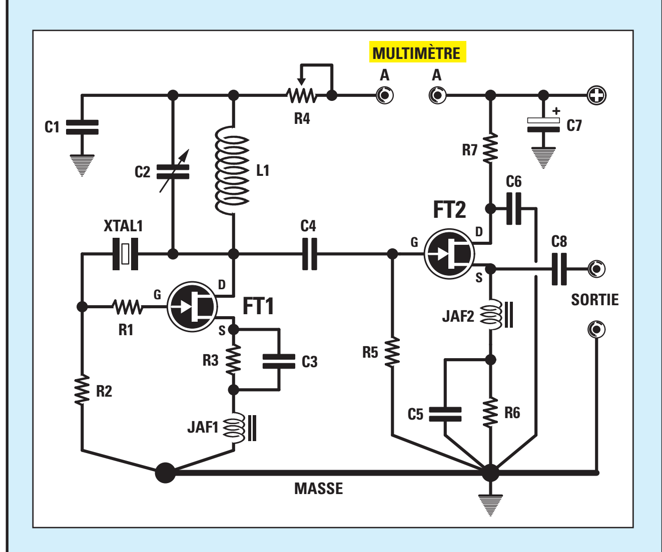
9 MHz tension	**1,6 V**
18 MHz tension	**0,4 V**
27 MHz tension	**0,2 V**
36 MHz tension	**0,1 V**
	total = 2,3 V

la sonde de charge fournit en sortie une tension totale de 2,3 V et si on lui ajoute celle de la chute due à la diode (0,6 V), on obtient une tension

Figure 359

Cet oscillateur, à la différence des précédents, utilise 2 FET et il peut être utilisé pour faire osciller tout quartz en fondamentale. Pour faire osciller des quartz en "overtone" avec ce circuit, il est nécessaire de réduire la capacité de C3 pour la ramener de 220 pF à 100, 82 ou 56 pF. Le trimmer R4 de 1 kilohm est à régler de façon à faire consommer à FT1 un courant d'environ 5 mA (sans quartz inséré).

En appliquant à la sortie de cet oscillateur la sonde de charge, comme le montre la figure 351, vous prélèverez une tension légèrement supérieure à 1,5 V.



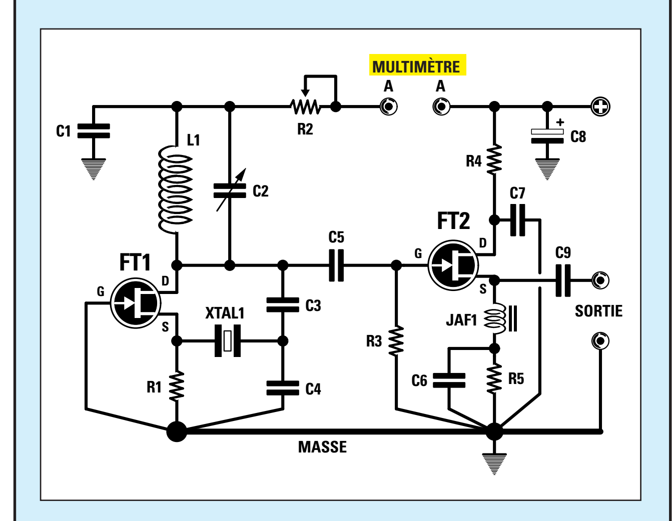
Liste des composants

R1 ..... 100 Ω
R2 ..... 100 kΩ
R3 ..... 100 Ω
R4 ..... 1 kΩ trimmer
R5 ..... 100 kΩ
R6 ..... 100 Ω
R7 ..... 22 Ω
C1 ..... 10 nF céramique
C2 ..... 5-27 pF ajustable
C3 ..... 220 pF céramique
C4 ..... 22 pF céramique
C5 ..... 1 nF céramique
C6 ..... 10 nF céramique
C7 ..... 10 µF électro.
C8 ..... 100 pF céramique
L1...... Self d'accord
JAF1... Self de choc HF
JAF2... Self de choc HF
FT1 .... FET J310
FT2 .... FET J310
XTAL1. Quartz quelconque

Figure 360

Cet oscillateur aussi utilise 2 FET et il peut être utilisé pour faire osciller tout quartz en fondamentale et en "overtone 3 ou 5". Pour faire osciller les quartz en "overtone 5" avec ce circuit, il est conseillé de réduire les capacités de C3 et C4 pour les ramener de 22 pF à 18 ou 15 pF. Le trimmer R2 de 1 kilohm est à régler de façon à faire consommer à FT1 un courant d'environ 5 mA (sans quartz inséré).

En appliquant à la sortie de cet oscillateur la sonde de charge, comme le montre la figure 351, vous prélèverez une tension légèrement supérieure à 1,5 V.



Liste des composants

R1 ..... 220 Ω
R2 ..... 1 kΩ trimmer
R3 ..... 100 kΩ
R4 ..... 22 Ω
R5 ..... 100 Ω
C1 ..... 10 nF céramique
C2 ..... 5-27 pF ajustable
C3 ..... 22 pF céramique
C4 ..... 22 pF céramique
C5 ..... 22 pF céramique
C6 ..... 1 nF céramique
C7 ..... 10 nF céramique
C8 ..... 10 µF électro.
C9 ..... 100 pF céramique
L1...... Self d'accord
JAF1... Self de choc HF
FT1 .... FET J310
FT2 .... FET J310
XTAL1. Quartz quelconque

de 2,9 V correspondant à une puissance théorique de :

(2,9 x 2,9) : 100 = 0,0841 W.

Comme la fréquence de 9 MHz produit en sortie toujours une tension de 1,6 + 0,6 = 2,2 V, sa puissance ne change pas :

(2,2 x 2,2) : 100 = 0,0484 W.

Donc, la sonde de charge fournit en sortie une tension totale, c'est-à-dire celle de la fondamentale plus celles des harmoniques. Quand nous parlerons des amplificateurs finaux de puissance, nous vous apprendrons à éliminer toutes ces fréquences harmoniques qui, pratiquement, présentent plus d'inconvénients que d'avantages.

La suite de cette deuxième partie de la Leçon vous propose 6 schémas électriques d'oscillateurs que vous pouvez monter en les câblant simplement avec des fils de cuivre. Les différentes listes des composants ne donnent pas la valeur en µH des selfs : vous devez les calculer en fonction de la fréquence du quartz, comme nous vous avons appris à le faire. ◆

NOTES

Apprendre l'électronique en partant de zéro

Les oscillateurs HF à quartz troisième partie

La résonance série et parallèle d'un quartz



Si un quartz à résonance parallèle est appliqué à un étage oscillateur réclamant un quartz à résonance série, il oscillera sur une fréquence inférieure par rapport à celle marquée sur son boîtier. Si, à l'inverse, un quartz à résonance série est appliqué à un oscillateur réclamant un quartz à résonance parallèle, il oscillera sur une fréquence supérieure. Cette Leçon vous propose, outre la théorie des quartz à résonance série ou parallèle, de construire un générateur de bruit qui, associé à un récepteur muni d'un S-mètre, constitue un excellent testeur de type de résonance d'un quartz.

Si vous entrez dans un magasin de composants électroniques pour acheter un quartz oscillant sur telle fréquence, le vendeur devrait vous demander si vous voulez un quartz à résonance série ou un quartz à résonance parallèle, car ce n'est pas du tout la même chose en dépit des apparences externes (même boîtier, même fréquence indiquée). Cette Leçon d'approfondissement vous propose d'apprendre à les distinguer et de construire un petit appareil de test qui viendra compléter votre laboratoire.

Le schéma équivalent d'un quartz

Même si le boîtier d'un quartz peut prendre les formes et les dimensions les plus diverses, comme le montre la figure 1, ce boîtier comporte toujours l'indication de la fréquence de travail, mais rarement la résonance (série ou parallèle). Regardons, figure 2, le schéma équivalent d'un quartz: nous voyons qu'il est représenté par une self L (équivalant à l'épaisseur du cristal) en série avec un condensateur CS et avec une résistance R. Il y a aussi une capacité parasite CP, de l'ordre de 22 à 33 pF, due aux deux plaques situées de chaque côté du cristal, à laquelle il faut ajouter celles des sorties et du boîtier métallique.

Si nous appliquons un quartz à un étage oscillateur, celui-ci peut osciller sur la fréquence exacte imprimée ou gravée sur le boîtier, ou bien sur une fréquence légèrement supérieure ou inférieure. Prenons par exemple un quartz de 10 MHz à résonance série et montons-le dans un oscillateur nécessitant un quartz à résonance parallèle, il oscillera sur une fréquence plus élevée, par exemple 10,002 850 MHz (voir tableau 2). Prenons ensuite un quartz de 10 MHz à résonance parallèle et montons-le dans un oscillateur nécessitant ce type de quartz, il oscillera sur la fréquence exacte de 10,000 000 MHz. Prenons enfin un quartz de 10 MHz à

résonance parallèle et montons-le dans un oscillateur nécessitant un quartz à résonance série, il oscillera sur une fréquence plus basse, par exemple 9,997 300 MHz.

En fonction de l'étage oscillateur que nous utilisons, nous pouvons faire osciller un quartz sur une de ses deux fréquences, celle de la résonance série ou celle de la résonance parallèle. Pour tous les quartz existe en outre la possibilité de faire varier la fréquence d'oscillation, marquée sur le boîtier, en appliquant à l'extérieur un petit condensateur ajustable de 20 à 50 pF. Si le quartz est à résonance série et si nous voulons faire varier sa fréquence indiquée, nous devons appliquer le condensateur ajustable en série, comme le montre la figure 3. Si le quartz est à résonance parallèle et si nous voulons faire varier sa fréquence indiquée, nous devons appliquer le condensateur ajustable en parallèle, comme le montre la figure 4. Vous vous apercevrez que la fréquence des quartz à résonance série ne peut varier que de quelques dizaines de Hz, alors que celle des quartz à résonance parallèle peut varier de quelques centaines de Hz.

A titre purement indicatif, nous donnons la fréquence de quartz à résonance parallèle pour vous montrer qu'ils oscillent sur une fréquence inférieure quand ils sont appliqués à un étage oscillateur prévu pour un quartz à résonance série. Par conséquent si nous prenons un quartz marqué 10,000 000 MHz et si en l'appliquant à un étage oscillateur il oscille sur une fréquence inférieure, par exemple 9,997 000 MHz, c'est que notre étage oscillateur requiert un quartz à résonance série.

Fréquence du quartz
Résonance parallèle
Résonance série

Tableau 1 :
Quartz à résonance parallèle
(les fréquences indiquées sont en Hz).

Fréquence quartz	résonance parallèle	résonance série
1 000 000	1 000 000	999 730
3 000 000	3 000 000	2 999 580
4 000 000	4 000 000	3 998 910
6 000 000	6 000 000	5 559 380
8 000 000	8 000 000	7 997 820
10 000 000	10 000 000	9 997 300
14 000 000	14 000 000	13 996 200
18 000 000	18 000 000	17 995 150

Comme vous pouvez le voir la fréquence de la résonance parallèle est identique à celle indiquée sur le boîtier du quartz, alors que la fréquence de la résonance parallèle est toujours inférieure.

***Note :** la fréquence réelle mesurée peut être légèrement différente de la fréquence reportée dans la colonne de la résonance série à cause de la tolérance du composant.*

Si nous prenons un quartz marqué 10,000 000 MHz et si en l'appliquant à un étage oscillateur il oscille sur une fréquence supérieure, par exemple 10,002 000 MHz, c'est que notre étage oscillateur requiert un quartz à résonance parallèle.

Fréquence du quartz
Résonance série
Résonance parallèle

Tableau 2 :
Quartz à résonance série
(les fréquences indiquées sont en Hz).

Fréquence quartz	résonance parallèle	résonance série
1 000 000	1 000 000	1 000 270
3 000 000	3 000 000	3 000 410
4 000 000	4 000 000	4 000 650
6 000 000	6 000 000	6 000 860
8 000 000	8 000 000	8 004 710
10 000 000	10 000 000	10 002 850
14 000 000	14 000 000	14 002 920
18 000 000	18 000 000	18 005 160

Dans ce tableau on voit que la fréquence indiquée sur le boîtier du quartz est identique à celle de la résonance série, alors que la fréquence de la résonance parallèle est toujours supérieure.

***Note :** même remarque que ci-dessus à propos de la tolérance.*

Le schéma électrique

Pour savoir si un quartz a été construit pour fonctionner à résonance parallèle ou à résonance série, il faut des instruments de mesure coûtant environ 7 500 euros, ce qui est un peu cher pour équiper le labo d'un amateur aussi éclairé soit-il ! C'est pourquoi nous avons conçu un montage très économique capable de vous "dire" si la fréquence indiquée sur le boîtier d'un quartz de résonance inconnue vaut pour une résonance parallèle ou pour une résonance série.

Avant de passer à la description du schéma électrique, précisons que lorsqu'un quartz oscille sur la fréquence de résonance série, il a une impédance de quelques ohms et par conséquent, si nous appliquons ses sorties à un circuit comme celui que montre la figure 7, l'aiguille du voltmètre va en fond d'échelle. Si au contraire un quartz oscille sur la fréquence de résonance parallèle, il a une impédance de plusieurs dizaines de mégohms et par conséquent, si nous appliquons ses sorties à un circuit comme celui que montre la figure 7, l'aiguille du voltmètre reste à gauche de l'échelle sur 0 V.

Comme le montrent les figures 6 et 7, pour tester les quartz nous avons réglé un générateur de bruit pour qu'il fournisse un signal d'amplitude de 1 mV environ atteignant 60 MHz. Cela nous permet de tester avec un unique circuit la résonance série et la résonance parallèle. Pour réaliser ce générateur de bruit, nous utilisons deux transistors NPN 2N3725 (TR1 et TR2 sur la figure 8). Sur le schéma nous voyons que le bruit électronique est obtenu par polarisation inverse de la jonction base-émetteur de TR1 et, étant donné que le signal produit par ces deux transistors n'a pas l'amplitude requise, nous l'amplifions d'environ 20 dB à travers l'amplificateur opérationnel à large bande IC1, un µA703.

Le signal présent sur la broche de sortie 7 de IC1 est appliqué sur l'une des deux broches du quartz à tester, puis prélevé sur l'autre broche pour être amené au moyen de C7 sur l'entrée 3 du second amplificateur opérationnel IC2, encore un µA703, qui l'amplifie de 20 autres dB. De la broche de sortie 7 de IC2 sort un signal HF ayant environ ces valeurs :

Quartz résonance série 200 µV

Quartz résonance parallèle 2,2 µV

Etant donné que le signal de sortie devrait être appliqué à un amplificateur sélectif professionnel que personne ne possède (et pour cause !), comment résoudre le problème de la lecture ? Notre solution est un peu l'œuf de Colomb…

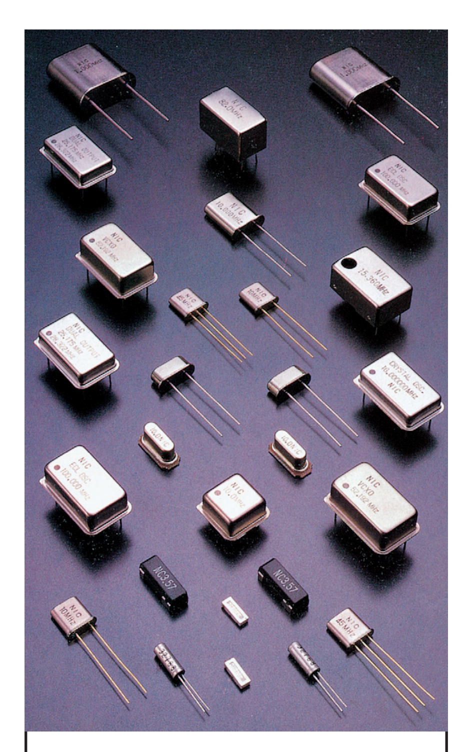


Figure 1: Même si le boîtier d'un quartz peut prendre les formes et les dimensions les plus diverses, ce boîtier comporte toujours l'indication de la fréquence de travail, mais rarement la résonance (série ou parallèle) ni si la fréquence est en fondamentale ou en "overtone".

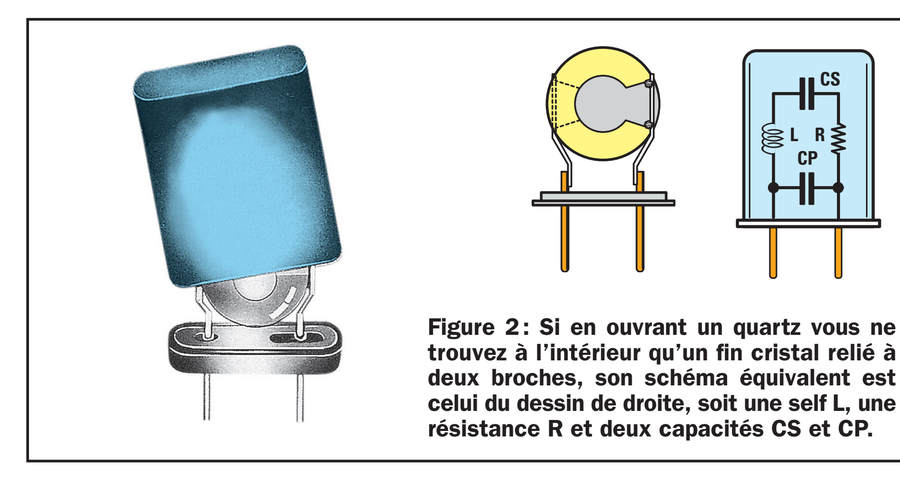


Figure 2: Si en ouvrant un quartz vous ne trouvez à l'intérieur qu'un fin cristal relié à deux broches, son schéma équivalent est celui du dessin de droite, soit une self L, une résistance R et deux capacités CS et CP.

La réalisation pratique

Elle ne présente aucune difficulté et consiste à monter, dans l'ordre si possible, les quelques rares composants classiques sur le petit circuit imprimé double face à trous métallisés dont la figure 9b-1 et 2 donne les dessins des deux faces à l'échelle 1 (le côté composants est un plan de masse). Lat figure 9a et les photos des figures 10 et 11 rendent en effet difficile une erreur de câblage ou de montage dans le boîtier blindé.

En premier lieu enfoncez et soudez les 5 picots permettant ultérieurement les connexions extérieures.

Montez d'abord toutes les résistances et les condensateurs céramiques: C2 (près de TR1 et R2) comporte le marquage 47 sur son enrobage, c'est sa capacité en pF. C3 (près de TR2 et R4) est marqué 103, sa capacité étant de 10 000 pF (10 suivi de trois zéros), soit 10 nF. Tous les autres sont marqués 104, ce qui fait une capacité de 100 000 pF (10 suivi de quatre zéros), soit 100 nF.

Montez, en haut à gauche, le condensateur électrolytique C10 de 10 µF en respectant bien sa polarité +/– (la patte la plus longue est le + et le – est inscrit sur le côté du boîtier cylindrique). Ses pattes +/– correspondent au + (fil rouge) et au – (fil noir) de l'alimentation externe 12 V.

Montez ensuite TR1 et TR2 ergots repère-détrompeurs orientés vers la gauche, comme le montre la figure 9a. Montez enfin les deux amplificateurs opérationnels IC1 et IC2 ergots repère-détrompeurs orientés vers la droite, comme le montre la figure 9a.

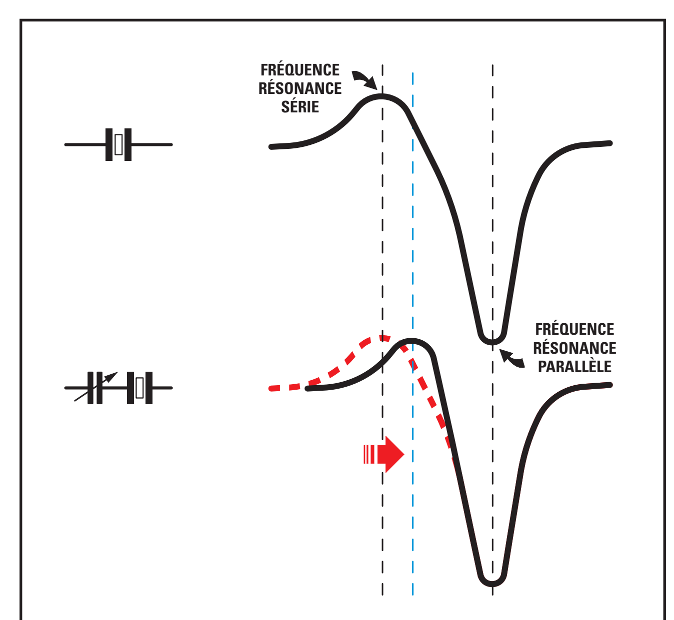


Figure 3: Un quartz à résonance série oscille sur la fréquence marquée sur son boîtier, mais il peut aussi osciller sur la fréquence de la résonance parallèle, toujours supérieure, comme le montre le tableau 2. Pour faire varier la fréquence indiquée sur le boîtier, il suffit de monter en série un petit condensateur ajustable mais, comme vous le voyez, celle qui change est la fréquence de la résonance série et non la fréquence de la résonance parallèle.

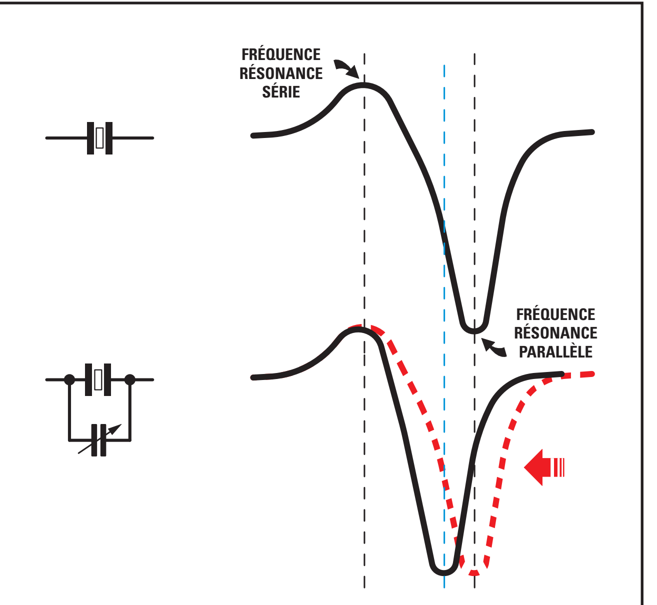


Figure 4: Un quartz à résonance parallèle oscille sur la fréquence marquée sur son boîtier, mais il peut aussi osciller sur la fréquence de la résonance série, toujours inférieure, comme le montre le tableau 1. Pour faire varier la fréquence indiquée sur le boîtier, il suffit de monter en parallèle un petit condensateur ajustable mais, comme vous le voyez, celle qui change est la fréquence de la résonance parallèle et non la fréquence de la résonance série.

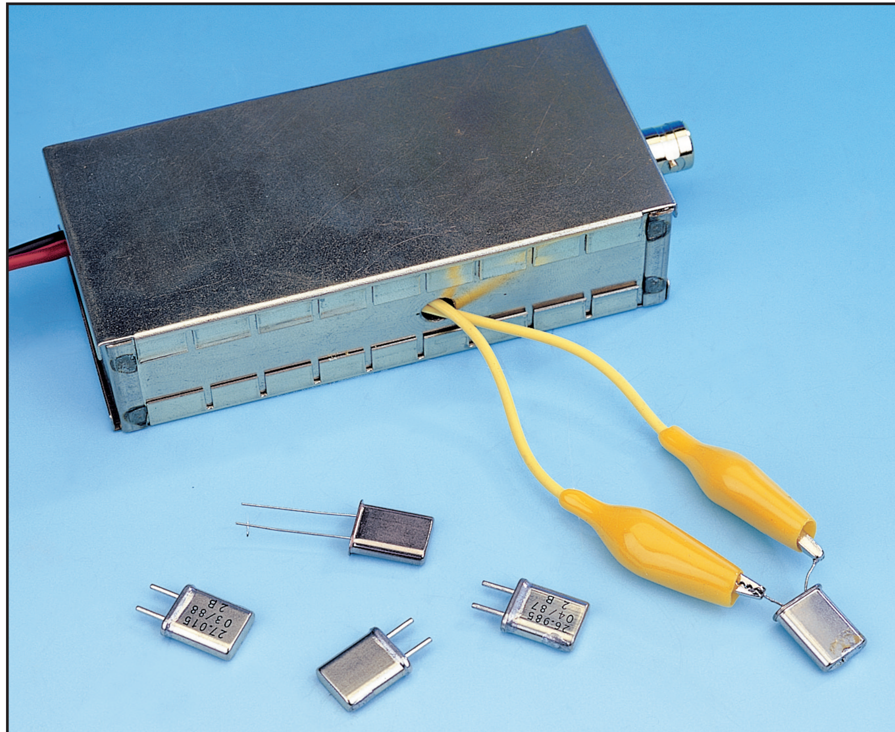


Figure 5 : Le circuit en mesure de détecter si la résonance d'un quartz est série ou parallèle est enfermé dans un petit boîtier métallique de blindage. La BNC à droite est à relier au moyen d'un câble coaxial à un récepteur muni d'un S-mètre, comme le montre la figure 12. Deux trous permettent l'entrée de l'alimentation 12 V et la sortie des fils de connexion au quartz en examen.

Pour l'installation dans le boîtier métallique (c'est de la tôle d'acier étamé et donc soudable au tinol au bord du plan de masse, comme le montre la figure 11), percez deux trous pour le passage des fils d'alimentation et de test du quartz et un trou pour monter la prise BNC femelle. Montez la BNC (serrez son écrou énergiquement), positionnez la platine afin que le picot de sortie HF vienne toucher le bout de la broche centrale de la BNC et soudez ce point de jonction. Soudez ensuite, avec un fer à panne plate et coudée de 50 W au moins, le plan de masse des deux petits côtés de la platine au boîtier métallique, comme le montre la figure 11. Soudez les deux fils d'alimentation extérieure 12 V, sans inverser la polarité et les deux fils à pinces crocos servant à connecter le quartz en examen.

Une fois tout bien vérifié, vous pouvez replacer les deux couvercles (identiques) du boîtier blindé, comme le montre la figure 12 et procéder aux essais.



L'utilisation de l'appareil

Si vous êtes Radioamateur ou si vous disposez d'un récepteur de trafic OC pourvu d'un S-mètre, comme le montre la figure 12, ce récepteur remplacera l'amplificateur sélectif dont nous parlions plus haut. En effet, un récepteur peut aussi remplir cette fonction pour peu qu'on le règle ainsi :

AGC positionné sur FAST
MODE positionné sur CW ou SSB
HF GAIN tourné pour un gain maximum

Reliez la BNC du testeur de résonance (générateur de bruit) à l'entrée antenne du récepteur, comme le montre la figure 12, avec un câble coaxial (afin d'éviter que le récepteur ne capte les bruits parasites). Prenez le quartz en examen et connectez-le aux prises crocos. Appliquez la tension d'alimentation de 12 V (sans inverser la polarité).

Connaissant la fréquence marquée du quartz, tournez lentement le bouton d'accord du récepteur jusqu'à lire cette fréquence.

Quartz à résonance parallèle

Si le quartz a une fréquence marquée de 10,000 000 MHz, par exemple, tournez le bouton d'accord du récepteur jusqu'à lire environ 10 MHz sur l'afficheur de fréquence. Quand l'aiguille du S-mètre, normalement située au premier 1/4 de l'échelle, dévie brusquement à gauche pour se placer sur 0, comme le montre la figure 13, lisez la fréquence affichée par le récepteur : si elle est de 10,000 000 MHz, à quelques Hz près à cause des tolérances, vous pouvez

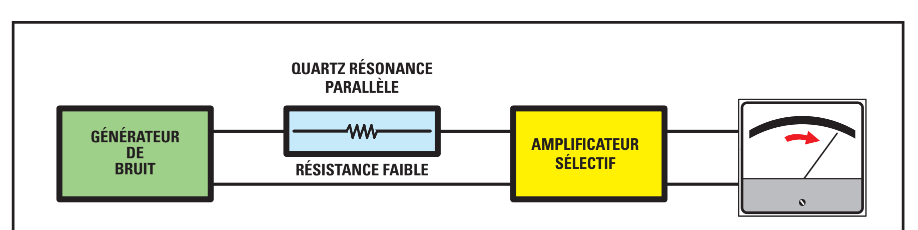


Figure 6 : Sachant qu'un quartz en train d'osciller sur sa fréquence de résonance série a une faible résistance, si l'on applique à une de ses broches d'entrée un générateur de bruit atteignant 60 à 70 MHz et, sur sa broche de sortie, un amplificateur sélectif, quand on fait l'accord sur la fréquence exacte de résonance série, l'aiguille du voltmètre dévie vers la droite.

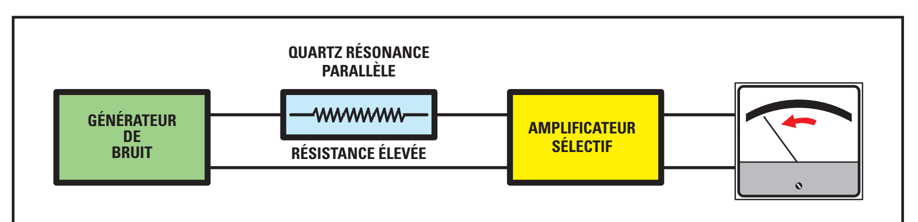


Figure 7 : Sachant qu'un quartz en train d'osciller sur sa fréquence de résonance parallèle a une forte résistance, si l'on applique à une de ses broches d'entrée un générateur de bruit atteignant 60 à 70 MHz et, sur sa broche de sortie, un amplificateur sélectif, quand on fait l'accord sur la fréquence exacte de résonance parallèle, l'aiguille du voltmètre dévie vers la gauche.

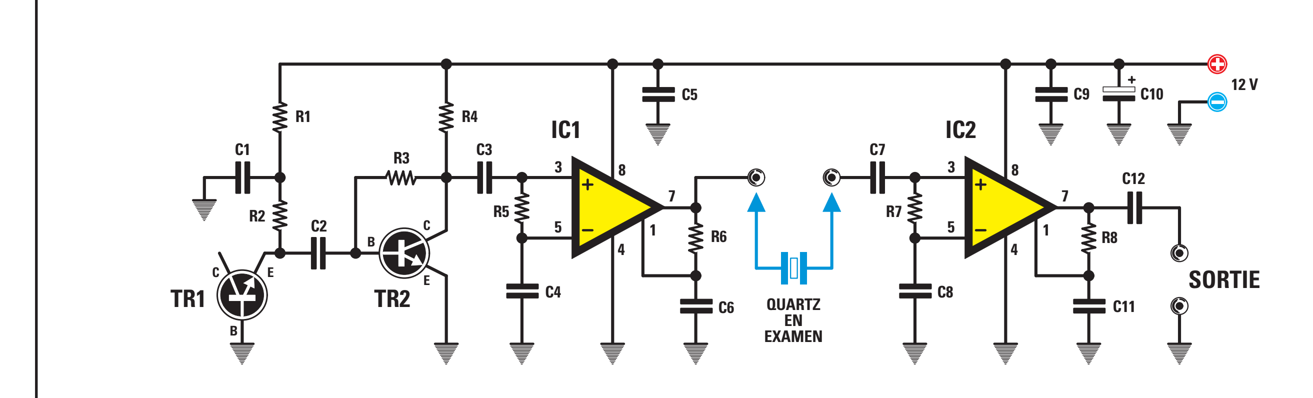


Figure 8 : Schéma électrique du générateur de bruit en mesure d'atteindre 60 à 70 MHz. Le signal que vous prélevez sur la BNC placée à la sortie de l'amplificateur opérationnel IC2 est à appliquer à l'entrée antenne d'un récepteur de trafic OC muni d'un S-mètre, comme le montre la figure 12.

en déduire que le quartz en examen est à résonance parallèle, car la fréquence affichée par le récepteur est la même que celle que le boîtier du quartz indique.

Pour en avoir confirmation, il suffit de déplacer un peu l'accord du récepteur (en tournant le bouton) sur une fréquence inférieure : quand l'aiguille passe du 1/4 d'échelle à la 1/2 échelle, comme le montre la figure 14, pour ensuite redescendre, il suffit de lire la nouvelle fréquence affichée. Si elle est de 9,997 300 MHz, vous savez que cette fréquence est celle de la résonance série d'un quartz de 10,000 000 MHz, mais si cet oscillateur requiert un quartz à résonance série, vous obtiendrez en sortie une fréquence plus basse que celle marquée sur le boîtier, soit environ 9,997 300 MHz.

Note : *la fréquence plus basse peut être légèrement différente de celle ci-dessus indiquée, à cause des tolérances.*

Quartz à résonance série

Si un autre quartz dont nous ignorons le type de résonance, a une fréquence marquée de 10,000 000 MHz, par exemple, tournez le bouton d'accord du récepteur très lentement jusqu'à lire environ 10 MHz sur l'afficheur de fréquence. Quand l'aiguille du S-mètre, normalement située au premier 1/4 de l'échelle, dévie brusquement à gauche pour se placer sur 0, comme le montre la figure 13, lisez la fréquence affi-

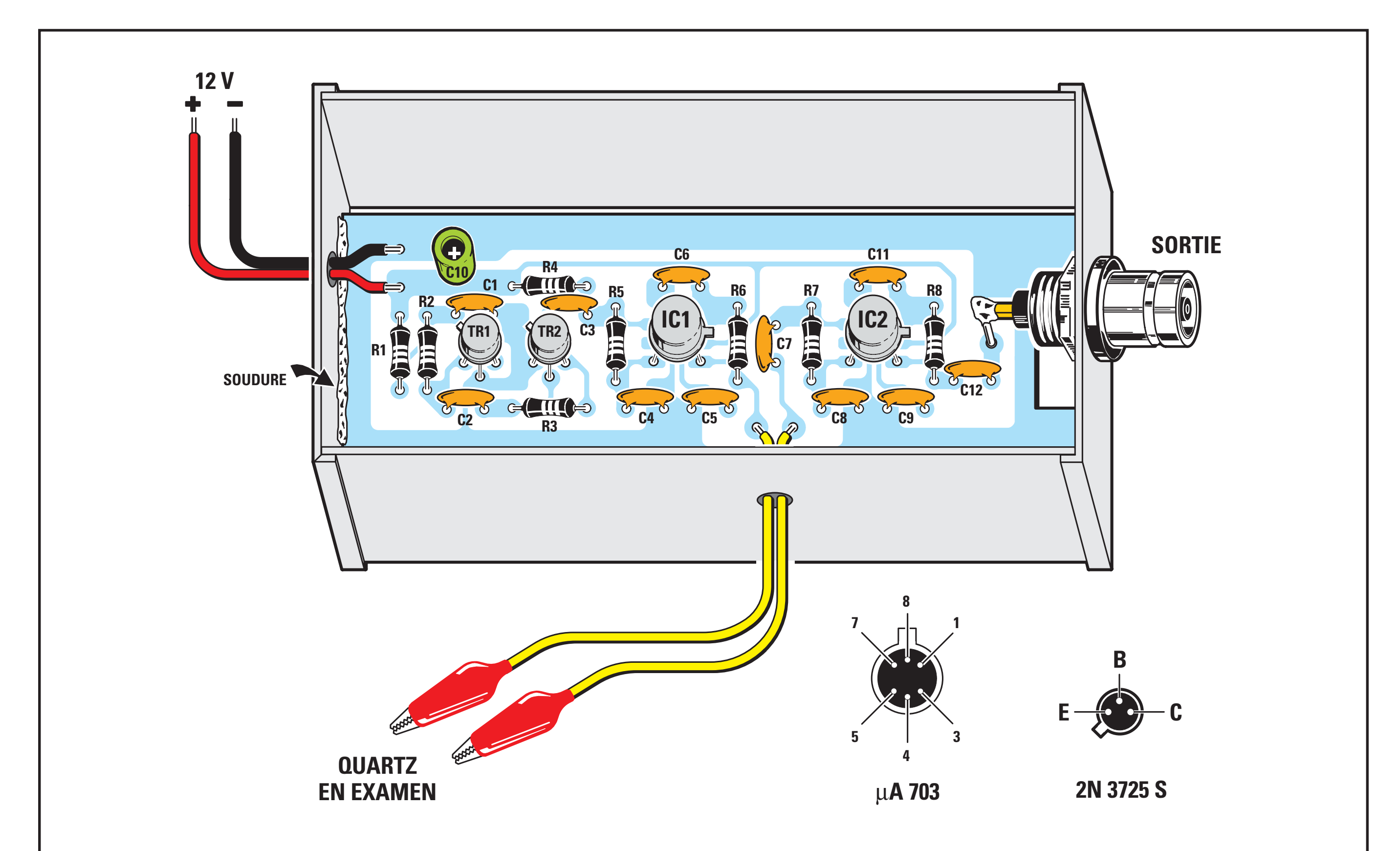


Figure 9a : Schéma d'implantation des composants du générateur de bruit. La platine câblée est à installer dans un petit boîtier métallique de blindage dans lequel elle sera soudée au tinol par l'extrémité du plan de masse de ses deux petits côtés. Ne pas oublier de souder le conducteur central de la BNC au picot de sortie. Les brochages des µA703 et des 2N3725 sont vus de dessous.

chée par le récepteur : si le quartz est à résonance série, vous lirez une fréquence supérieure à celle marquée sur le boîtier du quartz, 10,002 850 MHz, par exemple (voir tableau 2).

Pour en avoir confirmation, il suffit de déplacer l'accord du récepteur sur la fréquence de 10,000 000 MHz : l'aiguille passe du 1/4 d'échelle à la 1/2 échelle et au-delà, comme le montre la figure 14. Si vous consultez le tableau 2 vous verrez qu'un quartz à résonance série oscille sur la fréquence exacte marquée sur son boîtier et l'aiguille du S-mètre dévie au-delà de la 1/2 échelle, comme le montre la figure 14. Si elle dévie vers 0, comme le montre la figure 13, pour une fréquence plus élevée, vous aurez la confirmation que le quartz en examen est bien à résonance série. Par conséquent si vous montez ce quartz dans un étage oscillateur requérant un quartz à résonance parallèle, vous obtiendrez en sortie une fréquence supérieure, par exemple 10,002 850 MHz. Si vous le montez dans un étage oscillateur requérant un quartz à résonance série, vous obtiendrez une fréquence exacte de 10,000 000 MHz.

Et les quartz "overtone" ?

On vient de le voir dans la Leçon 37-1, tous les quartz construits pour osciller jusqu'à une fréquence maximale de

Liste des composants

R1 ....10 kΩ
R2 ....2,2 kΩ
R3 ....33 kΩ
R4 ....820 Ω
R5 ....1 kΩ
R6 ....100 Ω
R7 ....1 kΩ
R8 ....100 Ω
C1 ....100 nF céramique
C2 ....47 pF céramique
C3 ....10 nF céramique
C4 ....100 nF céramique
C5 ....100 nF céramique
C6 ....100 nF céramique
C7 ....100 nF céramique
C8 ....100 nF céramique
C9 ....100 nF céramique
C10 ....10 µF électrolytique
C11 ....100 nF céramique
C12 ....100 nF céramique
TR1.............NPN 2N3725
TR2.............NPN 2N3725
IC1 ....Intégré µA703
IC2 ....Intégré µA703

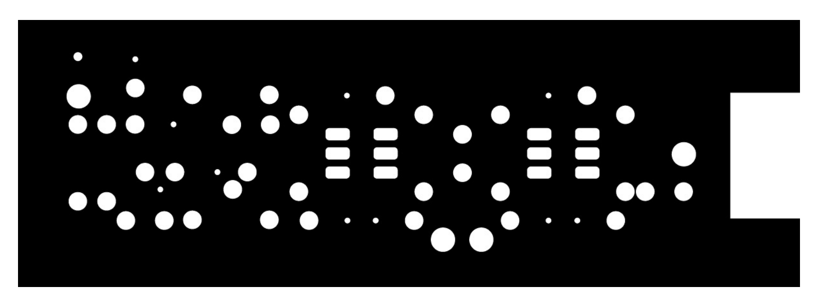


Figure 9b-1 : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face à trous métallisés du générateur de bruit, côté composants (plan de masse).

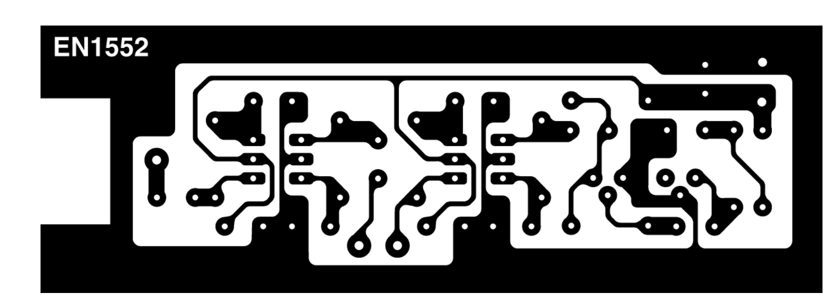


Figure 9b-2 : Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé double face à trous métallisés du générateur de bruit, côté soudures

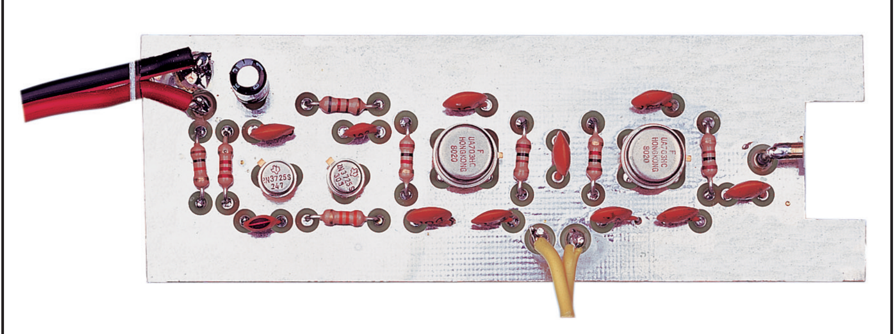


Figure 10 : Photo d'un des prototypes de la platine du générateur de bruit - testeur de résonance. Le plan de masse étamé, côté composants, sert de blindage pour les pistes de l'autre face, côté soudures.

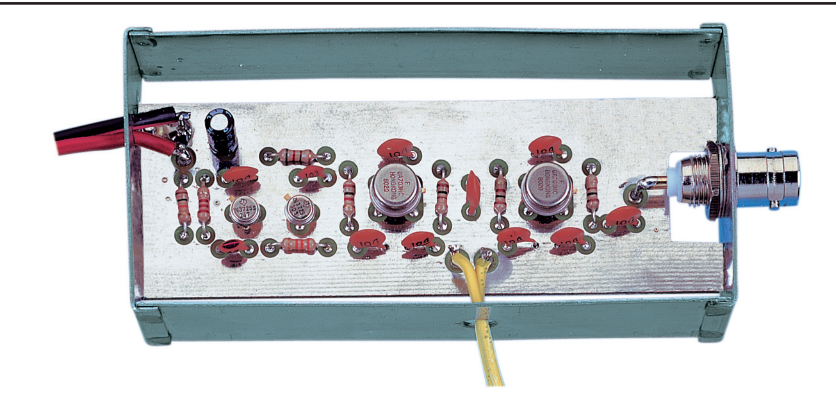


Figure 11 : Montage dans le boîtier métallique de blindage (c'est de la tôle d'acier étamé et donc soudable au tinol au bord du plan de masse). Percez deux trous pour le passage des fils d'alimentation et de test du quartz et un trou pour monter la prise BNC femelle. Montez la BNC (serrez son écrou énergiquement), positionnez la platine afin que le picot de sortie HF vienne toucher le bout de la broche centrale de la BNC et soudez ce point de jonction. Soudez ensuite le plan de masse des deux petits côtés de la platine au boîtier métallique. Soudez les deux fils d'alimentation extérieure 12 V et les deux fils à pinces crocos servant à connecter le quartz en examen.

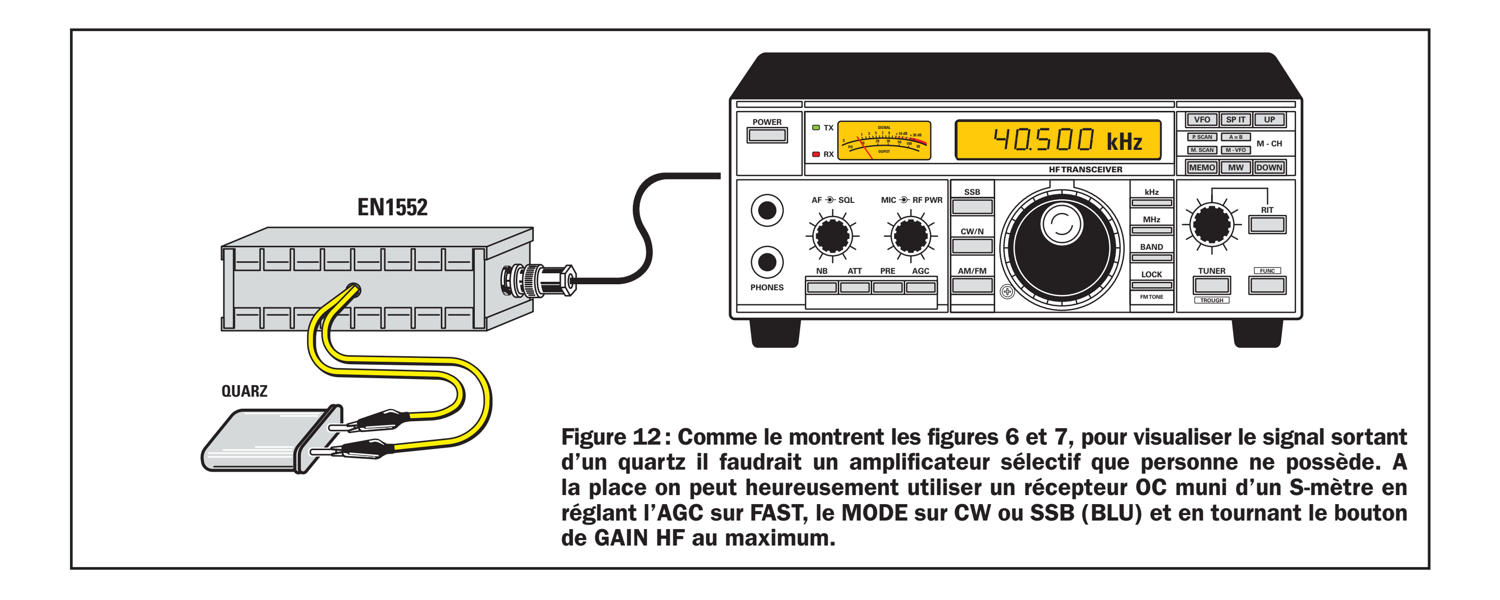


Figure 12 : Comme le montrent les figures 6 et 7, pour visualiser le signal sortant d'un quartz il faudrait un amplificateur sélectif que personne ne possède. A la place on peut heureusement utiliser un récepteur OC muni d'un S-mètre en réglant l'AGC sur FAST, le MODE sur CW ou SSB (BLU) et en tournant le bouton de GAIN HF au maximum.

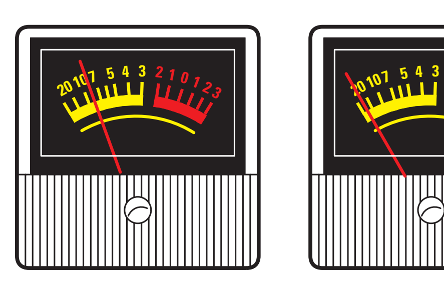
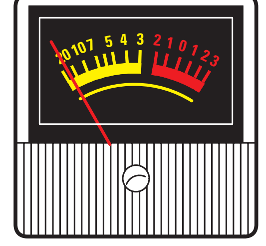



Figure 13 : Etant donné que la fréquence de résonance parallèle implique une résistance élevée, comme le montre la figure 7, en faisant lentement l'accord du récepteur sur cette fréquence vous verrez l'aiguille du S-mètre dévier brusquement à gauche vers le 0.

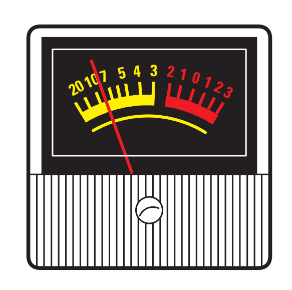
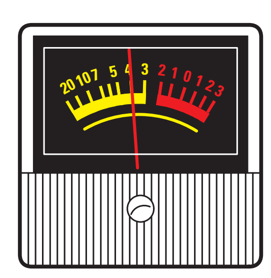



Figure 14 : Etant donné que la fréquence de résonance série implique une résistance faible, comme le montre la figure 6, en faisant lentement l'accord du récepteur sur cette fréquence vous verrez l'aiguille du S-mètre dévier à droite du 1/4 vers la 1/2 de l'échelle.

20 MHz sont en fondamentale. Tous les quartz construits pour osciller sur des fréquences supérieures à 20 MHz jusqu'à environ 70 ou 80 MHz sont en revanche des "overtone" de troisième harmonique. Les quartz construits pour osciller sur des fréquences supérieures à 80 MHz jusqu'à un maximum de 200 MHz sont des "overtone" de cinquième harmonique. Les quartz en "overtone" de troisième harmonique ont une fréquence fondamentale égale au 1/3 de celle marquée sur le boîtier et par conséquent, si vous avez un quartz de 27 MHz, celui-ci a un cristal oscillant en fondamentale sur 27 : 3 = 9 MHz et en "overtone" sur 27 MHz. Pour savoir si sa résonance est série ou parallèle, vous ne devrez pas accorder le récepteur sur 27 MHz mais sur 9 MHz.

Bien sûr, les quartz "overtone" de cinquième harmonique ont une fréquence fondamentale égale au 1/5 de celle marquée sur leur boîtier et par conséquent, si vous avez un quartz de 110 MHz, celui-ci a un cristal oscillant en fondamentale sur 110 : 5 = 22 MHz et en "overtone" sur 110 MHz. Pour savoir si sa résonance est série ou parallèle, vous ne devrez pas accorder le récepteur sur 110 MHz mais sur 22 MHz. Ceci dit, si vous ne savez pas si le quartz en examen est un "overtone" en troisième ou en cinquième harmonique, il suffit de contrôler sur quelle fréquence l'aiguille du S-mètre dévie brusquement vers 0 et de lire alors la fréquence marquée sur le boîtier du quartz et celle affichée par le récepteur puis de faire la division. Par exemple, vous avez un quartz marqué 85,300 MHz et l'aiguille dévie vers 0 à une fréquence de 17,06 MHz, ce quartz est un "overtone" de cinquième harmonique :

85,300 : 17,06 = 5

Si vous avez un quartz marqué 36 MHz et si l'aiguille dévie vers 0 à une fréquence de 12 MHz, ce quartz est un "overtone" de troisième harmonique :

36 : 12 = 3

Cet instrument simple, vous indiquera non seulement si le quartz que vous possédez est à résonance parallèle ou à résonance série, mais en outre si c'est un "overtone" de troisième ou de cinquième harmonique. De plus, en appliquant en série ou en parallèle un condensateur ajustable (voir figures 3 et 4) il vous permettra de savoir de combien vous pouvez déplacer sa fréquence d'oscillation. ◆

NOTES